РАДИОИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА



А. М. Меерсон

Радио-измерительная техника

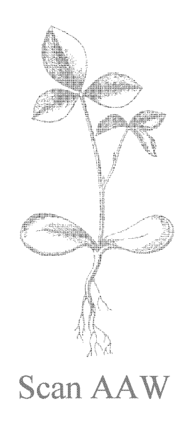


А. М. МЕЕРСОН

Выпуск 620

РАДИОИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

ИЗДАНИЕ ВТОРОЕ, ПЕРЕРАБОТАННОЕ И ДОПОЛНЕННОЕ



ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»
МОСКВА 1967 ЛЕНИНГРАД

УДК 621.317
М 41

В книге рассматриваются основные методы радиотехнических измерений, устройство и принцип действия основных групп радиоизмерительных приборов широкого применения, разбираются практические схемы приборов, доступных для самостоятельного изготовления, а также методика их расчета.

Предназначена книга для широкого круга радиолюбителей как пособие по изучению основ радиоизмерительной техники. Она может служить также практическим пособием при конструировании радиолюбителями измерительных приборов.

Меерсон Анатолий Меерович

Радиоизмерительная техника. М.—Л., изд-во «Энергия», 1967. 400 стр. с илл. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 620)

3-4-5

386-66

Редактор *Т. В. Фомичева* Техн. редактор *Н. В. Сергеев*
Обложка художника *А. М. Кувшинникова*

Сдано в набор 17/VI 1966 г. Подписано в печать 30/IX 1966 г.
Бумага типографская № 2. Физ печ. л. 12,5. Усл. печ л 21 Уч -изд. л. 27,73
Т-01166 Тираж 50 000 экз. Цена 1 р. 26 к. Заказ 941.
Издательство «Энергия» Москва, Ж-114, Шлюзовая наб. 10.

Отпечатано с набора Экспериментальной типографии ВНИИПП
в Московской тип. № 4 Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР
Б. Переяславская, 46

ПРЕДИСЛОВИЕ

Измерения занимают важное место в радиолюбительской практике. Умелое использование измерительных приборов обеспечивает высококачественное изготовление, налаживание и ремонт радиоустройства, сохранение высоких технических показателей в процессе его эксплуатации.

Наряду с многочисленностью радиотехнических величин, подлежащих измерениям, следует учитывать необычайно широкие пределы их возможных значений. Так, например, в радиотехнике используются колебания с частотой от долей герца до сотен тысяч мегагерц, напряжения от долей микровольта до десятков и сотен тысяч вольт, активные сопротивления от микроом до тысяч мегом и т. д. Все это обусловливает чрезвычайное разнообразие и многотипность современной радиоизмерительной аппаратуры.

Радиотехнические методы измерений благодаря своей высокой чувствительности и точности с каждым годом все шире внедряются в различные области науки и техники для точного контроля, измерения и регулировки самых разнообразных физических величин: небольших перемещений, давления, температуры, влажности и др. Для этого изменения последних преобразуют в пропорциональные им изменения тока, напряжения, частоты, сопротивления, емкости или индуктивности.

Предлагаемая книга рассчитана на радиолюбителей, стремящихся к систематическому изучению теории и техники радиоизмерений. В ней наряду с простейшими приборами и методами измерений, обеспечивающими лишь индикацию того или иного явления, без его количественной и качественной оценки, рассматриваются и более совершенные приборы и методы, применяемые для всестороннего и глубокого исследования радиоаппаратуры. Методы измерений и системы приборов, находящие применение лишь при специальных измерениях и в лабораторной практике, в книге не рассматриваются. Для целей практического использования излагаемого материала на многих схемах приборов или в тексте указаны данные основных деталей. Принципы расчета отдельных приборов или их важнейших узлов закрепляются примерами и задачами.

Второе издание (первое издание вышло в 1957 г.) переработано и дополнено новыми главами.

Для облегчения знакомства читателей с конкретными конструкциями приборов изучаемых типов в сносках к тексту дается ссылка на описания этих приборов, помещенные в журнале «Радио», в следующем порядке: год издания — номер журнала — страница (например, 59—10—55).

А. Меерсон

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

1-1. МЕРЫ И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

Измерение какой-либо физической величины заключается в экспериментальном сравнении ее с определенным значением этой величины, принятым за единицу. Процесс измерения описывается уравнением

$$A = Na, \tag{1-1}$$

где A — измеряемая величина;
N — ее численное значение;
a — единица измерения.

Основные, кратные и дольные единицы измерений, применяемые в радиотехнике, и принятая система их обозначений приведены в приложении 5.

Измерения осуществляют с помощью измерительной аппаратуры, к которой относятся меры, измерительные приборы и вспомогательные измерительные принадлежности.

Мера представляет собой конкретный образец, с известной точностью воспроизводящий единицу измерения либо ее кратное или дробное значение. Так, например, линейки, гири, литровые кружки воспроизводят соответственно определенные значения единиц длины, веса (массы), объема. При электрических и радиоизмерениях наибольшее применение имеют меры активного сопротивления, индуктивности, емкости и э. д. с., выполненные в виде резисторов, катушек индуктивности, конденсаторов и нормальных элементов.

Для воспроизведения различных значений одной и той же электрической величины применяют магазины мер и меры с переменным значением. Магазин мер представляет собой совокупность однородных мер, различные комбинации которых позволяют воспроизводить ступенями в определенных пределах заданные кратные или дробные значения единицы измерений. Набор требуемой меры в многоступенчатых магазинах мер осуществляют с помощью системы штепселей и гнезд (штепсельные магазины) или посредством рычажного переключателя (рычажные магазины). Наибольшее применение имеют магазины сопротивлений, состоящие из большого числа образцовых резисторов различного сопротивления.

Меры с переменным значением позволяют плавно устанавливать любое значение электрической величины, лежащее между определенными пределами К ним относятся резисторы переменного сопротивления, вариометры и конденсаторы переменной емкости, снабженные шкалами и указателями для отсчета установленного значения сопротивления, индуктивности или емкости. Меры с переменным значением иногда входят в состав магазинов мер, расширяя возможности применения последних.

Измерительным прибором называется устройство, служащее для прямого или косвенного сравнения измеряемой величины с мерами. В приборах прямого сравнения меры используются непосредственно в процессе измерений, как, например, при определении веса предметов с помощью весов и гирь или измерении электрического сопротивления посредством моста постоянного тока с магазином сопротивлений Для установления соотношения между мерой и измеряемой величиной используются явления резонанса, нулевых биений или производится уравновешивание (балансировка) измерительной схемы. В показывающих приборах косвенного сравнения отсчет измеряемой величины производится непосредственно по шкале, предварительно отградуированной с помощью мер; к ним относятся все стрелочные и самопишущие приборы.

К измерительным принадлежностям относятся различные реостаты, потенциометры, трансформаторы, шунты, добавочные резисторы, делители напряжения, щупы и т. п., используемые для регулировки режима измерительной цепи, расширения пределов измерений или связи с объектом измерений.

Меры и измерительные приборы промышленного изготовления разделяются на рабочие, служащие для практических целей измерений, и образцовые, предназначенные для воспроизведения и хранения единиц измерений. Образцовые меры и измерительные приборы, воспроизводящие единицы измерений с наивысшей достижимой при данном состоянии техники точностью, называются эталонами. Первичные эталоны являются государственными эталонами СССР; их изготовляют или устанавливают согласно теоретическому определению единицы и хранят в особых условиях, исключающих возможность воздействия на них различных внешних факторов.

Кроме эталонов, существуют образцовые меры и измерительные приборы ограниченной точности, которые служат для практических работ по проверке и градуировке всякого рода мер и приборов меньшей точности; при точных измерениях методом сравнения они иногда используются в качестве рабочих мер и приборов.

Одним из основоположников современной науки о мерах и измерительных приборах является великий русский ученый Д. И. Менделеев.

1-2. НЕКОТОРЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОРАДИОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

Приборы, используемые при радиотехнических измерениях, можно разделить на три группы: 1) электроизмерительные приборы (магнитоэлектрической, выпрямительной, термоэлектри-

ческой, электростатической и других систем); применяются главным образом для измерения токов, напряжений и мощностей, а также электрических сопротивлений; 2) радиоизмерительные приборы (электронной системы), основанные на использовании электронных и газоразрядных ламп, транзисторов, фотоэлементов, электроннолучевых трубок и других электронных и полупроводниковых приборов; применяются для измерения самых разнообразных электрических и радиотехнических величин; 3) источники питания радиоизмерительных схем (измерительные генераторы: низкочастотные, широкополосные, высокочастотные, шумовые, импульсных сигналов). Классификация радиоизмерительных приборов промышленного изготовления приведена в приложении *1*.

Электроизмерительные и радиоизмерительные приборы обычно получают наименование в соответствии с родом и предельным значением измеряемых величин. Например, приборы для измерения напряжений в зависимости от пределов измерений называются микровольтметрами, милливольтметрами, вольтметрами или киловольтметрами. Большинство измерительных приборов состоит из двух частей: измерительной схемы и измерительного механизма. Наиболее часто применяются стрелочные измерители, у которых отсчет измеряемой величины производится с помощью шкалы и указателя. Реже используются электроннолучевые и электронносветовые индикаторы.

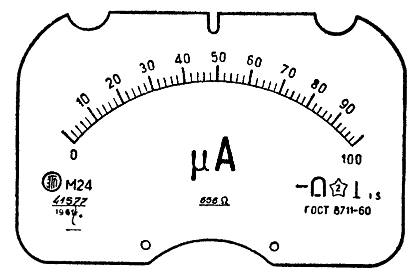


Рис. 1-1. Шкала микроамперметра магнитоэлектрической системы.

Главным элементом шкалы стрелочного измерителя является линия с делениями и отметками, которые позволяют определить численное значение измеряемой величины, соответствующее каждому делению. Разность значений измеряемой величины для двух соседних делений определяет цену деления шкалы. Цена деления зависит от верхнего и нижнего пределов измерений прибора и числа делений шкалы. Последнее в свою очередь зависит от размеров шкалы и выбирается, исходя из удобства отсчета, в пределах 30—100 (расстояние между соседними делениями шкалы не должно быть меньше 0,6 *мм*). В качестве примера на рис. 1-1 показана шкала микроамперметра типа М24 с пределами измерений 0—100 *мка* и ценой деления 2 *мка/деление*.

Условные обозначения на шкалах стрелочных измерителей приведены в приложении 2.

Указатель служит для определения точки шкалы, в которой производится отсчет на основании численных отметок. Он обычно выполняется в виде тонкой стрелки, лезвия или нити, способных перемещаться вдоль шкалы. Приборы электростатической системы и высокочувствительные приборы магнитоэлектрической системы часто имеют световой указатель в виде тонкого светового штриха, создаваемого на прозрачной шкале с помощью лампочки накаливания, оптической системы и зеркальца.

Чувствительность измерительного прибора характеризует его способность измерять малые значения электрических величин. Для большинства стрелочных приборов чувствительность определяют как отношение перемещения указателя (в линейных или угловых единицах либо в числе делений шкалы) к изменению измеряемой величины, вызвавшему это перемещение. Например, для прибора со шкалой, изображенной на рис. 1-1, изменение тока на 1 *мка* вызывает перемещение стрелки на 0,5 деления. Следовательно, чувствительность прибора равна 0,5 *делений/мка*. Чувствительность является величиной, обратной цене деления. О чувствительности приборов можно приближенно судить по их пределам измерений. Например, если имеются два микроамперметра с пределами измерений соответственно 0—500 и 0—100 *мка*, то можно полагать, что второй прибор чувствительнее первого. При радиотехнических измерениях часто приходится иметь дело с очень малыми значениями измеряемых величин, что приводит к необходимости применения приборов высокой чувствительности.

Если одно и то же изменение измеряемой величины вызывает одинаковое угловое или линейное перемещение указателя в любой точке шкалы, то прибор имеет равномерную шкалу, во всех точках которой чувствительность одинакова. При неравномерной шкале чувствительность прибора в разных точках его шкалы различна. Неравномерные шкалы имеют многие приборы, измеряющие электрические сопротивления, переменные напряжения и токи.

Показанием прибора называется значение измеряемой величины, соответствующее данному положению его указателя. Если прибор имеет один предел измерений, то его шкала обычно градуируется непосредственно в численных значениях измеряемых величин и отсчет по ней будет являться показанием прибора. В многопредельных приборах предельное значение измеряемой величины может отличаться от наибольшей численной отметки на шкале и для перевода отсчета в показание необходимо пользоваться переводным множителем N. Например, если микроамперметр со шкалой, представленной на рис. 1-1, имеет верхний предел измерения 500 *мка*, то отсчет по шкале необходимо умножать на множитель $N = 5$.

Измерительные приборы характеризуются внутренним сопротивлением, т. е. сопротивлением между зажимами прибора, служащими для соединения с объектом измерений. В зависимости от схемы и назначения прибора его внутреннее сопротивление может играть роль входного или выходного сопротивления. Входное сопротивление является важным качественным показателем вольтметров, частотомеров, осциллографов и других приборов, которые при измерении создают для исследуемой цепи дополнительную нагрузку и поглощают от нее некоторую энергию. Выходным сопротивлением характеризуются измерительные генераторы, подключаемые к измерительным схемам в качестве источников электрических колебаний.

1-3. КЛАССИФИКАЦИЯ ИЗМЕРЕНИЙ

По способу получения численного значения измеряемой величины различают измерения прямые и косвенные.

При прямых измерениях искомую величину определяют по показаниям одного измерительного прибора, отградуированного

в единицах этой величины (например, измерение сопротивлений резисторов с помощью омметров). При косвенных измерениях искомую величину находят путем расчета по результатам прямых измерений других величин, связанных с измеряемой известной зависимостью (например, измерение сопротивлений методом вольтметра — амперметра — § 10-3).

Прямые измерения могут осуществляться различными методами, которые разделяются на две основные группы:

1. Методы непосредственного отсчета, когда измеряемая величина целиком оценивается измерительным прибором и отсчитывается непосредственно по его шкале. Примером могут служить измерения различных величин стрелочными приборами, резонансные методы измерений.

2. Методы сравнения, когда измеряемая величина определяется на основе сравнения ее действия на измерительную систему с действием на эту систему другой известной величины. К этой группе относятся различные нулевые методы измерений (компенсационные, мостовые, осциллографические, методы биений), методы замещения и методы совпадения.

Для повышения точности измерений иногда применяют совместно различные методы измерений, например мостовой и замещения. Другим примером является дифференциальный метод, когда с помощью прибора непосредственного отсчета определяют разность между измеряемой и известной величинами.

1-4. ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ

Результат измерения A может отличаться от действительного значения измеряемой величины A_0, определенной по образцовому прибору, вследствие наличия погрешностей у мер и измерительных приборов, а также возможности появления ошибок при снятии и обработке данных измерения. Разность

$$\Delta A = A - A_0 \qquad (1\text{-}2)$$

называется абсолютной погрешностью измерения. Например, если при измерении тока $I_0 = 7$ *ма* получен результат измерения $I = 6{,}9$ *ма*, то абсолютная погрешность измерения $\Delta I = I - I_0 = -0{,}1$ *ма*.

Абсолютная погрешность не определяет действительной точности измерений. При одной и той же величине, например $-0{,}1$ *ма*, она может оказаться чрезмерно большой при измерении тока 0,7 *ма*, допустимой при токе 7 *ма* и пренебрежимо малой при токе 70 *ма*. Более полно точность измерений характеризуется величиной относительной погрешности γ, которая равна отношению абсолютной погрешности к измеренному значению величины, выраженному в процентах:

$$\gamma = \frac{\Delta A}{A} \cdot 100\%. \qquad (1\text{-}3)$$

Так, для рассмотренного выше примера

$$\gamma = \frac{-0{,}1}{7} \cdot 100 = 1{,}4\%.$$

Для большинства стрелочных приборов значения абсолютной погрешности для всех точек рабочей части шкалы примерно одинаковы, тогда как относительная погрешность, очевидно, будет различной, возрастая от конца шкалы к ее началу. Поэтому для повышения точности измерений при прочих равных условиях следует выбирать прибор с таким пределом измерения, при котором отсчет измеряемой величины производится во второй половине шкалы.

Для сравнительной оценки точности стрелочных приборов часто пользуются понятием приведенной погрешности прибора $\gamma_п$, под которой понимают относительную погрешность, отнесенную к предельному значению $A_п$ рабочей части шкалы:

$$\gamma_п = \frac{\Delta A}{A_п} \cdot 100\% . \qquad (1\text{-}4)$$

Если прибор имеет двустороннюю шкалу (с нулем посредине), то приведенная погрешность определяется по отношению к сумме верхнего и нижнего пределов измерения, а для приборов с логарифмическим, гиперболическим или степенным характером шкалы (например, для омметров) — в процентах длины рабочей части шкалы.

Погрешность, возникающая в нормальных условиях работы прибора (при которых производилась его градуировка), называется основной погрешностью. Для электро-радиоизмерительных приборов нормальными считаются условия работы при окружающей температуре $20 \pm 5°$ С, атмосферном давлении 750 ± 30 *мм рт. ст.* и относительной влажности $60 \pm 15\%$. При питании от сети переменного тока напряжение питания может отличаться от номинального значения не более чем на $\pm 2\%$, а частота — на 1%. Другие специфические условия (время предварительного разогрева, режим работы, нагрузка, рабочее положение и т. д.) оговариваются в технических условиях.

Основная погрешность вызывается конструктивными недостатками прибора (например, неравномерным трением в опорах при повороте подвижной системы или неуравновешенностью последней), погрешностью градуировки и установки шкалы, а также неправильностью отсчета показаний прибора, обусловленного неплотным прилеганием стрелки указателя к шкале. Для уменьшения погрешности отсчета некоторые приборы снабжаются зеркалом, помещаемым под узким дугообразным вырезом в шкале, а стрелка выполняется ножевидной формы с плоскостью, расположенной перпендикулярно шкале. Отсчет производится при таком положении глаза наблюдателя, при котором стрелка закрывает свое изображение в зеркале.

При отклонении внешних факторов и условий эксплуатации измерительного прибора от нормальных появляются дополнительные погрешности. Изменение температуры приводит к изменению физических и электрических свойств отдельных деталей прибора. Вызываемая этим дополнительная погрешность называется температурной. Для уменьшения влияния самопрогрева многие приборы электронной системы считаются пригодными для измерений лишь по истечении определенного интервала времени (от 5 *мин* до 1 *ч*) после включения питания. На показания некоторых приборов влияют внешние магнитные или электрические поля, изменение напряжений питания, пространственная ориентация.

При измерениях на переменном токе появляются дополнительные погрешности, зависящие от характера измеряемой величины. Например, при измерении переменного напряжения или тока, имеющего частоту, отличную от той, при которой прибор градуировался, возникает частотная погрешность Погрешность может быть также вызвана отличием формы кривой измеряемой величины от синусоиды

Уменьшение дополнительных погрешностей достигается правильным выбором схемы измерительного прибора, изготовлением его из высококачественных материалов, применением специальных схем температурной и частотной компенсации, стабилизацией напряжений питания, помещением прибора в электростатический или магнитный экран.

Стрелочные электроизмерительные приборы по точности разделяются на восемь классов: 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 1,5; 2,5 и 4,0, где номер класса численно определяет максимальную величину основной приведенной погрешности $\gamma_п$. Приборы высокой точности (класса 0,5 и выше) обычно снабжаются зеркальной шкалой больших размеров. Каждому классу приборов устанавливаются определенные допуски на влияние внешних факторов Приборы, у которых $\gamma_п > 4\%$, называются внеклассными; их используют лишь в качестве индикаторов тока или напряжения.

Для радиоизмерительных и электроизмерительных приборов различных типов общие технические требования, а, в частности, и деление по классам точности устанавливаются специальными государственными стандартами (ГОСТ 1845-59 для электроизмерительных и 9763-61 для радиоизмерительных приборов) или техническими условиями (ТУ) по допустимым величинам относительной или абсолютной погрешности.

При прямых измерениях погрешность измерений в основном определяется погрешностью измерительного прибора. Если известна приведенная $\gamma_п$ или относительная γ погрешность прибора, то результату измерений A соответствует измеряемая величина, лежащая в пределах $A \pm 0{,}01\ \gamma_п A_п = A \pm 0{,}01\,\gamma A$, где $A_п$ — верхний предел измерений прибора. Например, если по миллиамперметру класса 2,5 с пределом измерений $I_п = 10$ *ма* получен отсчет $I = 7$ *ма*, то измеряемый ток находится в пределах $I \pm 0{,}01\,\gamma_п I_п = 7 \pm 0{,}25$ *ма* = $= 7{,}25 \div 6{,}75$ *ма*.

Если искомая величина A определяется как произведение нескольких других величин:

$$A = B^k C^m D^n \ldots \qquad (1\text{-}5)$$

(где k, m, n — постоянные коэффициенты), то она может быть подсчитана на основе данных прямых измерений величин B, C, D... При этом максимально возможная относительная погрешность косвенного измерения величины A

$$\gamma_A = |k\gamma_B| + |m\gamma_C| + |n\gamma_D| + \ldots, \qquad (1\text{-}6)$$

где γ_B, γ_C, γ_D... — соответственно относительные погрешности измерения величин B, C, D... Например, если при определении мощности по формуле $P = I^2R$ получены данные измерений $I = 20$ *ма* при $\gamma_I = 3\%$ и $R = 2{,}2$ *ком* при $\gamma_R = 10\%$, то мощность $P = 0{,}02^2 \cdot 2\,200 =$ $= 0{,}88$ *вт* при $\gamma_P = 2\gamma_I + \gamma_R = 2 \cdot 3 + 10 = 16\%$.

Если измеряемая величина определяется как сумма или разность нескольких других однородных величин:

$$A = A_1 \pm A_2 \pm A_3, \tag{1-7}$$

то возможная относительная погрешность измерения

$$\gamma_R = \frac{|A_1\gamma_1| + |A_2\gamma_2| + |A_3\gamma_3|}{A}. \tag{1-8}$$

Например, если три резистора, сопротивления которых $R_1 = 1$ *ком*, $R_2 = 3$ *ком* и $R_3 = 6$ *ком* измерены (или заданы) с относительными погрешностями соответственно $\gamma_1 = 20\%$, $\gamma_2 = 10\%$ и $\gamma_3 = 5\%$, соединить последовательно, то относительная погрешность общего сопротивления резисторов $R = R_1 + R_2 + R_3 = 10$ *ком* может достигать значения $\gamma_R = 8\%$.

1-5. ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ

Точность измерений может быть значительно повышена путем учета погрешностей и устранения их влияния при выполнении и обработке результатов измерений.

По характеру своего проявления погрешности измерений разделяются на систематические, случайные и промахи.

Систематическими называются такие погрешности, величина и знак которых в процессе измерений остаются постоянными или изменяются по определенному закону. К ним относятся погрешности, вызванные недостатками измерительной аппаратуры (неточная градуировка шкалы, наличие мертвого хода у органов регулировки и др.), неудачно выбранными методом или схемой измерения, влиянием внешних факторов (температуры, влажности, давления), самопрогревом аппаратуры после включения. Они могут быть исключены правильной постановкой измерений и устранением посторонних влияний или введением соответствующих поправок к показаниям приборов.

Поправки δ определяются при периодической проверке прибора для всех отмеченных цифрами делений шкалы и прилагаются к прибору в виде таблицы или графика. Поправка равна абсолютной погрешности прибора, взятой с обратным знаком, т. е.

$$\delta = -\Delta A. \tag{1-9}$$

С учетом поправки за действительное значение измеряемой величины принимают величину

$$A_0 = A + \delta. \tag{1-10}$$

Случайными называются такие погрешности, которые не подчиняются определенным закономерностям или закон изменения которых неизвестен. К ним относятся погрешности, вызванные случайными изменениями внешних условий или напряжения питания, воздействием различных помех, неточностью отсчета по шкале и т. п. Их наличие проявляется в том, что при повторных измерениях в одних и тех же условиях получаются несколько различные числовые результаты.

Влияние случайных погрешностей можно учесть посредством многократного повторения измерений одной и той же величины с по-

следующей обработкой результатов измерений методами статистики и теории вероятности. Так как вероятность появления разных по величине положительных и отрицательных погрешностей совершенно одинакова, то за наиболее достоверное значение A измеряемой величины A_0 при достаточно большом числе измерений принимают среднее арифметическое из всех полученных отсчетов $A_1, A_2, \ldots, A_n$:

$$A = \frac{A_1 + A_2 + \ldots + A_n}{n}. \qquad (1\text{-}11)$$

Разности $A - A_1 = \alpha_1$; $A - A_2 = \alpha_2; \ldots; A - A_n = \alpha_n$ называют остаточными погрешностями.

Точность полученного результата характеризуют величиной его среднеквадратичной погрешности, которая определяется формулой

$$\sigma = \sqrt{\frac{\alpha^2 + \alpha_1^2 + \ldots + \alpha_n^2}{n(n-1)}}. \qquad (1\text{-}12)$$

Наиболее вероятной погрешностью является величина $\frac{2}{3}\sigma$. За предельную погрешность принимают величину 3σ. В теории вероятности доказывается, что погрешность, превышающая эту величину, в среднем наблюдается только в одном из 370 случаев измерений.

Таким образом, при учете систематических и случайных погрешностей действительное значение измеряемой величины определяют из формулы

$$A_0 = A + \delta \pm 3\sigma. \qquad (1\text{-}13)$$

Если вместо 3σ подставить в формулу $\frac{2}{3}\sigma$, то получим наиболее вероятное значение измеряемой величины.

Промахами называются чрезмерно большие (превышающие величину 3σ) случайные погрешности, явно искажающие результат измерений; они исключаются как ошибочные.

1-6. ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ИЗМЕРИТЕЛЬНЫМ ПРИБОРАМ

Каждый измерительный прибор в зависимости от его назначения и области применения должен удовлетворять определенным требованиям. Из них наиболее общими являются следующие:

1. Предел измерений прибора должен быть достаточно широким и охватывать все практически возможные значения измеряемой величины. Наилучшим образом этому требованию удовлетворяют многопредельные приборы.

2. Основная и дополнительные погрешности прибора должны быть малы. Однако достижение высокой точности измерений неизбежно связано с усложнением измерительного прибора и в любительских условиях не всегда осуществимо из-за отсутствия образцовых мер и приборов, необходимых для градуировки. Снижение требований к погрешностям до 5—10%, вполне допустимое для большинства измерений, выполняемых при ремонте и налаживании радио-

аппаратуры, позволяет значительно упростить схему и конструкцию применяемых для этих целей измерительных приборов Лишь в немногих случаях, например при измерении высоких частот или малых индуктивностей, желательна меньшая погрешность измерений, по крайней мере порядка 1%.

3. Конструкция прибора должна обеспечивать простоту и удобство отсчета и управления прибором. Отсчет измеряемых величин желательно проводить непосредственно по равномерной шкале, без использования расчетных формул, переходных графиков и таблиц. Число ручек управления должно быть минимальным, а пользование ими максимально упрощено.

4. Прибор должен быть экономичным, т е потреблять от источников питания возможно меньшую мощность. Это особенно существенно для приборов, питаемых от сухих и аккумуляторных батарей.

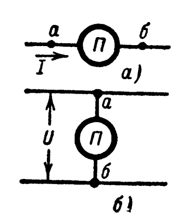


Рис. 1-2. Последовательная (*а*) и параллельная (*б*) схемы включения измерительных приборов.

Приборы, предназначенные для измерения режима радиотехнических цепей и параметров радиосигналов, не должны существенно влиять на работу цепей, в которые они включаются или с которыми связываются. Для этого приборы, включаемые последовательно в исследуемые цепи (амперметры, токовые обмотки ваттметров и фазометров и др.), должны иметь внутреннее сопротивление, значительно меньшее (в десятки, сотни раз и больше) сопротивления цепи между точками включения прибора *а* и *б* (рис. 1-2, *а*). Приборы, включаемые параллельно исследуемым цепям (вольтметры, вольтметровые обмотки ваттметров и фазометров, частотомеры, модулометры, осциллографы и др.), должны иметь входное сопротивление, во много раз превышающее сопротивление цепи между точками *а* и *б* (рис. 1-2, *б*). Указанные соотношения между сопротивлениями прибора и цепи должны по возможности сохраняться во всем диапазоне рабочих частот прибора. Если исследуемый сигнал вводится в прибор посредством индуктивной или емкостной связи, то эта связь должна быть возможно слабее.

Влияние прибора на работу высокочастотной цепи существенно зависит от правильности выбора места включения прибора.

1-7. ТЕХНИКА БЕЗОПАСНОСТИ ПРИ ИЗМЕРЕНИЯХ

Измерительный прибор, питаемый от сети переменного тока или других внешних или внутренних источников высокого напряжения, в конструктивном отношении должен удовлетворять общим для всех подобных радиотехнических устройств требованиям техники безопасности. Токонесущие части прибора должны находиться внутри его корпуса. На передней панели устанавливают лампочку, сигнализирующую о включении питания При разработке схемы прибора стремятся предусмотреть, чтобы оси органов управления, выводимых на переднюю панель, могли электрически соединяться с корпусом прибора (общим минусом). Если же ось органа управления (например, ротора конденсатора переменной емкости) при работе находится под высоким напряжением, то ее удлиняют посредством насадки из изо-

лирующего материала, которая и выводится на переднюю панель. В осциллографических установках и других высоковольтных приборах устанавливают блокировочные устройства, которые при выдвигании шасси из корпуса отключают прибор от питающей сети.

Во избежание попадания высокого потенциала на корпус прибора последний необходимо заземлять. Металлические корпуса (передние панели) всех одновременно используемых приборов, а также исследуемой установки следует соединять металлическими шинами или проводом большого сечения (диаметром не менее 1 *мм*).

Потенциальные зажимы приборов, предназначенных для измерений в высоковольтных цепях, тщательно изолируются от корпуса и не имеют открытых металлических частей. Проводники, служащие для соединения прибора с объектом измерений, изготовляются из провода с хорошей изоляцией. На одном конце они имеют наконечники, обеспечивающие надежное соединение с зажимами на панели прибора, а на другом — щупы с длинными изоляционными втулками. На конец щупа часто предусматривают возможность насадки съемного зажима типа «крокодил».

Измерения в цепях с напряжением выше 200—300 *в* желательно производить в присутствии других лиц, при хорошей изоляции ног оператора от пола или земли (посредством резинового коврика или галош) и использовании резиновых перчаток. Подключение к высоковольтным объектам измерений производят только при отключенном высоком напряжении. При этом следует предварительно разрядить конденсаторы высоковольтного фильтра выпрямителя путем замыкания их выводов изолированным проводником или отверткой с длинной изолирующей ручкой.

При измерении напряжений средних величин (менее 300 *в*) один из щупов, если это позволяет схема исследуемой установки, соединяют с ее корпусом, а вторым щупом поочередно касаются требуемых точек цепи. При всех измерениях следует работать лишь одной рукой; вторая рука должна оставаться свободной.

Раздел I

ИЗМЕРИТЕЛИ ТОКОВ, НАПРЯЖЕНИЙ И МОЩНОСТЕЙ

ГЛАВА ВТОРАЯ

ИЗМЕРИТЕЛИ ПОСТОЯННЫХ ТОКОВ

2-1. УСТРОЙСТВО И ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СТРЕЛОЧНОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

Во многих цепях радиоламп и полупроводниковых приборов, выпрямителей и различного рода преобразователей протекают постоянные токи, величина которых характеризует режим работы радиоустройства.

Измерение постоянных токов чаще всего производится гальванометрами, микроамперметрами, миллиамперметрами и амперметрами магнитоэлектрической системы, основной частью которых является стрелочный магнитоэлектрический измерительный механизм (измеритель). Устройство одной из конструкций измерителя показано на рис. 2-1. Измеритель содержит подковообразный магнит *1*. В воздушном зазоре между его полюсными наконечниками *2* из мягкой стали и неподвижным стальным сердечником *3* цилиндрической формы создается равномерное магнитное поле, линии индукции которого направлены перпендикулярно поверхности цилиндра. В этом зазоре помещается рамка *5*, намотанная тонким медным изолированным проводом (диаметром 0,02—0,2 *мм*) на алюминиевом каркасе прямоугольной формы. Рамка может свободно поворачиваться вместе с осью *4* и стрелкой *6*, конец которой перемещается по шкале. Спиральные пружины *7* служат для создания момента, противодействующего повороту рамки, а также для подвода тока к рамке. Одна пружина закреплена между осью и корпусом. Вторая пружина одним концом прикреплена к оси, а другим — к поводку *8*, вилка которого охватывает стержень, соединенный эксцентрично с винтом *9*. Вращением этого винта, выведенного наружу кожуха, достигается установка стрелки на нуль шкалы. Противовесы *10* служат для уравновешивания подвижной части измерителя.

Измеряемый ток, проходя по виткам рамки, взаимодействует с магнитным потоком постоянного магнита. Создаваемый при этом вращающий момент вызывает поворот рамки на такой угол, при котором он уравновешивается противодействующим моментом, возникающим при закручивании пружин 7. Благодаря равномерности постоянного магнитного поля в воздушном зазоре вращающий момент, а следовательно, и угол отклонения стрелки оказываются пропорциональными величине тока, протекающего через рамку. Поэтому приборы магнитоэлектрической системы имеют равномерную шкалу.

При повороте рамки в ее каркасе индуцируются вихревые токи, взаимодействие которых с полем постоянного магнита создает тормозной момент, быстро успокаивающий подвижную часть измерителя (время успокоения не более 2—3 *сек*).

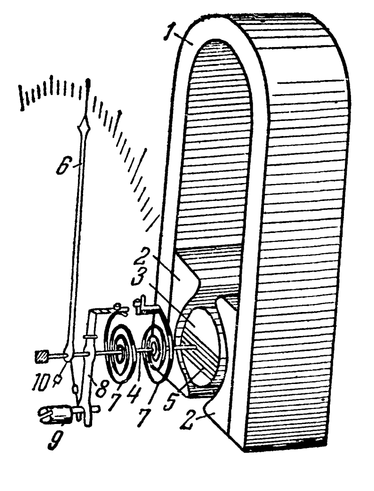


Рис. 2-1. Устройство магнитоэлектрического измерительного механизма.

Измерители характеризуются тремя электрическими параметрами: а) *током полного отклонения* $I_и$, вызывающим отклонение стрелки до конца шкалы; б) *напряжением полного отклонения* $U_и$, *т. е.* напряжением на рамке измерителя, создающим в ее цепи ток $I_и$; в) *внутренним сопротивлением* $R_и$, которое является сопротивлением рамки. Эти параметры связаны законом Ома:

$$U_и = I_и R_и. \qquad (2\text{-}1)$$

При радиотехнических измерениях применяют различные типы измерителей, ток полного отклонения которых лежит обычно в пределах 10 *мка* — 10 *ма*. Измерители, у которых ток полного отклонения не превышает 200 *мка*, считаются чувствительными.

Некоторые измерители снабжаются магнитным шунтом, позволяющим в небольших пределах регулировать ток полного отклонения $I_и$. Магнитный шунт представляет собой стальную пластинку, расположенную параллельно наружным торцовым поверхностям магнита и полюсных наконечников. Перемещение магнитного шунта вызывает изменение плотности магнитного потока в воздушном зазоре между полюсными наконечниками и сердечником. Например, если приблизить шунт к полюсным наконечникам, то вследствие возрастания магнитного потока, замыкающегося через шунт, уменьшится величина магнитного потока, воздействующего на подвижную систему; при этом ток полного отклонения увеличится. При удалении шунта от полюсных наконечников, наоборот, ток $I_и$ уменьшится.

Напряжение полного отклонения $U_и$ для большинства измерителей лежит в пределах 0,03—0,5 *в*. Сопротивление рамки $R_и$ зависит от числа витков и диаметра ее провода. Чем чувствительнее измеритель, тем больше витков из более тонкого провода имеет его рамка и тем больше ее сопротивление. Повышение чувствительности изме-

рителей достигается также применением более мощных магнитов, бескаркасных рамок, пружин с малым противодействующим моментом и подвеской подвижной части на растяжках (двух тонких нитях).

В чувствительных измерителях с бескаркасными рамками стрелка, отклоняясь под действием проходящего по рамке тока, совершает ряд колебаний, прежде чем остановиться в определенном положении. Для уменьшения времени успокоения стрелки рамку иногда шунтируют сопротивлением порядка тысяч или сотен ом Роль шунтирующего резистора часто выполняет электрическая схема измерительного прибора, включенная параллельно рамке.

Измерители с подвижными рамками позволяют получить угол полного отклонения стрелки до 90—100°. Малогабаритные измерители иногда выполняются с неподвижной рамкой и подвижным магнитом, укрепленным на одной оси со стрелкой. При этом удается увеличить угол полного отклонения стрелки до 240°.

Особо чувствительные измерители, служащие для измерений весьма малых токов (менее 0,01 *мка*) и напряжений (менее 1 *мкв*), называются г а л ь в а н о м е т р а м и. Они используются в основном в схемах измерения методом сравнения. По способу отсчета различают гальванометры стрелочные и зеркальные; в последних линия отсчета на шкале создается с помощью светового луча и зеркальца, укрепленного на подвижной части прибора

Магнитоэлектрические измерители пригодны для измерений т о л ь к о н а п о с т о я н н о м т о к е. Изменение направления тока в рамке приводит к изменению направления вращающего момента и отклонению стрелки в обратную сторону. При включении измерителя в цепь переменного тока, частота которого не превышает 5—10 *гц*, стрелка будет непрерывно колебаться. При большей частоте тока подвижная система вследствие своей инерционности не успевает следовать за изменениями тока и стрелка остается в нулевом положении. Если через измеритель протекает пульсирующий ток, то отклонение стрелки определяется постоянной составляющей этого тока Для того чтобы исключить при этом дрожание стрелки, измеритель шунтируют конденсатором большой емкости.

Измерители, предназначенные для работы в цепи постоянного тока, направление которого неизменно, имеют одностороннюю шкалу, одним из концов которой служит нулевое деление. Для получения правильного отклонения стрелки необходимо, чтобы ток протекал через рамку в направлении от зажима с обозначением «+» к зажиму с обозначением «—». Измерители, предназначенные для работы в цепи постоянного тока, направление которого может изменяться, снабжаются двусторонней шкалой, нулевое деление которой обычно располагается посредине При протекании тока в приборе от зажима «+» к зажиму «—» стрелка отклоняется вправо.

Магнитоэлектрические измерители выдерживают кратковременную перегрузку, достигающую 10-кратного значения тока $I_{и}$. Они не боятся внешних магнитных полей (вследствие сильного внутреннего магнитного поля), характеризуются малым собственным потреблением мощности и выполняются всех классов точности, что обусловливает их преимущества перед измерителями других систем.

Для использования на переменном токе магнитоэлектрические измерители соединяют с полупроводниковыми выпрямителями, электронными, фотоэлектрическими или термопреобразователями, в совокупности с которыми они образуют соответственно приборы выпря-

мительной, электронной, фотоэлектрической или термоэлектрической системы.

Технические данные некоторых малогабаритных измерителей магнитоэлектрической системы, находящих применение в радиотехнических устройствах, приведены в приложении 3. Если внутреннее сопротивление $R_и$ чувствительного измерителя отличается от типового или не стандартизировано (например, в приборах типа М132), то оно указывается непосредственно на шкале прибора (рис. 1-1)

Для измерения постоянных токов иногда применяют приборы **электромагнитной** и **электродинамической** систем; они являются более универсальными, чем приборы магнитоэлектрической системы, так как пригодны и для непосредственного измерения переменных токов низких частот, однако значительно уступают последним в отношении чувствительности (наименьший предел измерений — порядка миллиампер) и величины потребляемой мощности (достигающей 5—10 *вт*). Приборы имеют неравномерную шкалу, сжатую в начальной части, и чувствительны к воздействию внешних магнитных полей Влияние их ослабляется применением магнитных экранов при астатической конструкции приборов, а также в приборах **ферродинамической** системы, которые могут иметь высокую чувствительность по току. Недостатком приборов ферродинамической и электромагнитной систем является пониженная точность измерений (класс точности не выше 0,5—1,0).

2-2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ

При использовании в качестве измерителя прибора или измерительного механизма неизвестного типа его параметры — ток полного отклонения $I_и$ и внутреннее сопротивление $R_и$ — приходится определять опытным путем.

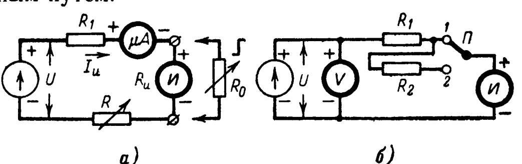


Рис. 2-2. Схемы измерения электрических параметров магнитоэлектрических измерителей.

Сопротивление $R_и$ можно измерить омметром, имеющим необходимый предел измерений. При проверке высокочувствительных измерителей нужно соблюдать осторожность, так как большой ток омметра может их повредить Если для измерения $R_и$ используется многопредельный батарейный омметр, измерение следует начинать с наиболее высокоомного предела, при котором ток в цепи питания омметра наименьший. Переход на другие пределы допускается лишь в том случае, если это не вызывает зашкаливания стрелки измерителя.

Наиболее точно параметры измерителя могут быть определены по схеме на рис. 2-2, *а*. Схему питают от источника постоянного напряжения (выпрямителя, батареи) через резистор R_1, служащий для

ограничения тока в цепи. Реостатом R добиваются отклонения стрелки измерителя *И* на всю шкалу. При этом величину тока $I_и$ отсчитывают по образцовому микроамперметру (миллиамперметру) μA *. Затем параллельно измерителю подключают образцовый магазин сопротивлений R_0, изменением сопротивления которого добиваются уменьшения тока через измеритель точно в 2 раза по сравнению с током в общей цепи. Это будет иметь место при сопротивлении $R_0 = R_и$.

Если измеритель *И* имеет равномерную шкалу, содержащую $\alpha_п$ делений, то для определения его электрических параметров можно применить схему на рис. 2-2, *б*. Искомые величины вычисляются по формулам:

$$I_и = \frac{U}{R_1 + R_2} \cdot \frac{\alpha_п}{\alpha_1}; \tag{2-2}$$

$$R_и = \frac{\alpha_2}{\alpha_1 - \alpha_2} R_2 - R_1, \tag{2-3}$$

где U — напряжение питания схемы, отсчитываемое по вольтметру V; α_1 и α_2 — отсчеты по шкале измерителя при установке переключателя *П* соответственно в положения 1 и 2, а R_1 и R_2 — резисторы известного сопротивления, которые берутся примерно одинаковыми. Точность измерений тем выше, чем ближе отсчет α_1 к концу шкалы, что достигается соответствующим выбором резистора R_1.

2-3. МИЛЛИАМПЕРМЕТРЫ И АМПЕРМЕТРЫ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

Магнитоэлектрические измерители при непосредственном включении в исследуемую цепь могут быть применены лишь в качестве микроамперметров и низкопредельных миллиамперметров постоянного тока с пределом измерения, равным току полного отклонения $I_и$. Для расширения предела измерения по току параллельно измерителю включают шунт — низкоомный резистор $R_ш$ (рис. 2-3); при этом через измеритель будет протекать лишь часть измеряемого тока и тем меньшая, чем меньше сопротивление $R_ш$ по сравнению с сопротивлением измерителя $R_и$.

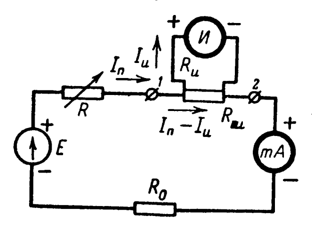


Рис. 2-3. Схема включения шунта и градуировки миллиамперметра (амперметра) постоянного тока.

При выбранном предельном значении измеряемого тока $I_п$ через измеритель должен протекать ток полного отклонения $I_и$; это будет иметь место при сопротивлении шунта

$$R_ш = \frac{R_и}{\frac{I_п}{I_и} - 1}. \tag{2-4}$$

* При проверке и градуировке любительской измерительной аппаратуры в случае отсутствия образцовых приборов применяют рабочие приборы более высокого класса точности, чем испытуемый.

Например, при необходимости расширения предела измерений микроамперметра М260, имеющего параметры $I_и = 0{,}2$ *ма* и $R_и = 900$ *ом*, до значения $I_п = 200$ *ма* необходимо применить шунт сопротивлением $R_ш = 0{,}9$ *ом*.

В зависимости от полученного предела измерений $I_п$ прибор называется миллиамперметром или амперметром. При радиотехнических измерениях максимально необходимый предел измерения постоянных токов редко превосходит 1 000 *ма*.

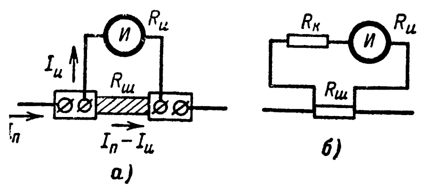


Рис. 2-4. Схемы включения шунта на большие токи (*а*) и при температурной компенсации (*б*).

Шунты к миллиамперметрам изготовляются из манганиновой или константановой проволоки. Благодаря высокому удельному сопротивлению материала размеры шунтов получаются небольшими, что позволяет включать их непосредственно между зажимами прибора внутри или снаружи его кожуха. Диаметр проволоки шунта выбирают из условия

$$d_{[мм]} \geqslant 0{,}92 \sqrt{I_{п[а]}}, \qquad (2\text{-}5)$$

при выполнении которого плотность тока в шунте не превышает 1,5 *а/мм²*. Например, шунт миллиамперметра с пределом измерений $I_п = 200$ *ма* $= 0{,}2$ *а* должен изготовляться из проволоки диаметром

$$d \geqslant 0{,}92 \sqrt{0{,}2} = 0{,}41 \text{ мм}.$$

Длина проволоки l, необходимая для изготовления шунта сопротивлением $R_ш$, приближенно находится по формуле

$$l_{[м]} = (1{,}5 \div 1{,}9)\, d^2_{[мм]} R_{ш[ом]}. \qquad (2\text{-}6)$$

Окончательная подгонка сопротивления шунта производится в процессе градуировки прибора.

Шунты на большие токи (к амперметрам) обычно изготовляются из листового манганина. Для исключения влияния переходных сопротивлений контактов и сопротивлений соединительных проводников такие шунты имеют четыре зажима (рис. 2-4, *а*). Наружные массивные зажимы называются токовыми и служат для включения шунта в цепь измеряемого тока. Внутренние зажимы называются потенциальными и предназначены для подключения измерителя.

Для уменьшения температурной погрешности измерений, вызванной различной зависимостью от температуры сопротивлений рамки измерителя и шунта, последовательно с измерителем иногда включают манганиновый резистор $R_к$ (рис. 2-4, *б*); погрешность снижается во столько раз, во сколько увеличивается сопротивление цепи измерителя. Например, компенсационное сопротивление $R_к$, в 4 раза превышающее сопротивление измерителя, уменьшает температурную погрешность в 5 раз. При расчете приборов с температурной компенсацией под внутренним сопротивлением $R_и$ в расчетных формулах понимают суммарное сопротивление измерителя и резистора $R_к$.

С учетом влияния шунта внутреннее сопротивление миллиамперметра (амперметра)

$$R_{ма} = \frac{R_и R_ш}{R_и + R_ш}. \tag{2-7}$$

2-4. МНОГОПРЕДЕЛЬНЫЕ МИЛЛИАМПЕРМЕТРЫ И АМПЕРМЕТРЫ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

Для обеспечения достаточно высокой точности в широком диапазоне измеряемых токов прибор должен иметь несколько пределов измерений; это достигается применением нескольких переключаемых шунтов, рассчитанных на различные значения предельного тока $I_п$. Величину тока измеряют на том пределе, которому соответствует отсчет, возможно более близкий к концу шкалы

Переходным коэффициентом шкалы N называют отношение предельных значений двух смежных пределов измерений. При $N = 10$, как, например, в четырехпредельном миллиамперметре с преде-

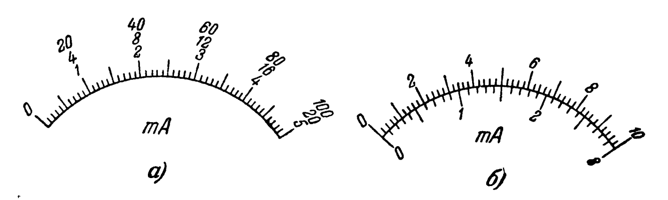


Рис. 2-5 Шкалы многопредельных миллиамперметров постоянного тока.

лами 1, 10, 100 и 1 000 *ма*, шкала прибора, выполненная для одного из пределов (1 *ма*), может быть легко применена для измерения токов на остальных пределах путем умножения отсчета на соответствующий множитель 10, 100 или 1 000. Однако при этом для отсчета приходится использовать бóльшую часть первой половины шкалы, за исключением небольшого начального участка, составляющего 10% общей длины шкалы.

С целью повышения точности измерений в некоторых приборах предельные значения измеряемых токов выбирают из ряда чисел 1—5—20—100—500 и т. д. В данном случае для отсчета показаний можно также применить общую шкалу, снабженную несколькими рядами числовых отметок (рис. 2-5, *а*). Иногда предельные значения выбирают из ряда чисел 1—3—10—30—100 и т. д, что позволяет исключить отсчет по первой трети шкалы; однако при этом шкала должна иметь два ряда отметок, проградуированных в значениях, кратных соответственно 3 и 10 (рис. 2-5, *б*). Следует помнить, что увеличение числа пределов усложняет схему и конструкцию прибора, а применение нескольких шкал рационально лишь при использовании измерителя достаточно больших размеров

Переключение шунтов, необходимое для перехода от одного предела измерений к другому, может осуществляться посредством переключателя при использовании на всех пределах общих входных

зажимов (рис. 2-6) или с помощью системы разрезных гнезд, половинки которых замыкаются между собой металлическим штепселем измерительного шнура (рис. 2-7)

Особенностью схем на рис. 2-6, *б* и 2-7, *б* является то, что в состав шунта каждого предела измерений входят резисторы шунтов других, менее чувствительных пределов. Эти схемы по сравнению со схемами на рис. 2-6, *а* и 2-7, *а* являются более экономичными в отношении расхода провода для шунта, однако они менее надежны в эксплуатации, так как при выходе из строя одного из резисторов шунта

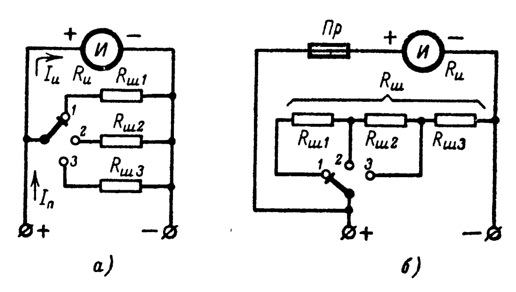


Рис. 2-6. Схемы многопредельных миллиамперметров с переключателями пределов измерений.

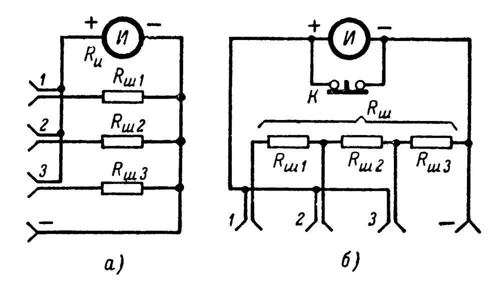


Рис. 2-7. Схемы многопредельных миллиамперметров с гнездовой коммутацией пределов измерений

возможно прекращение работы прибора на всех или нескольких пределах.

При переключении под током предела прибора, работающего по схеме на рис. 2-6 или 2-7, возможно повреждение измерителя, так как последний может оказаться кратковременно включенным без шунта непосредственно в цепь измеряемого тока. Во избежание этого конструкция переключателей схем (рис. 2-6) должна обеспечивать переход с одного контакта на другой без разрыва цепи. Соответственно конструкция гнезд схем (рис. 2-7) должна позволять штепселю измерительного шнура при включении первоначально замыкаться с шунтом, а затем с цепью измерителя; при выключении штепселя размыкание должно происходить в обратном порядке.

С целью предохранения измерителя последовательно с ним иногда включают предохранитель *Пр* (рис. 2-6, *б*), ток сгорания которого

не должен превышать 5-кратного значения тока $I_и$. В некоторых приборах параллельно измерителю включают кнопку K с нормально замкнутыми контактами (рис. 2-7, *б*); измеритель включается в схему лишь при нажатии кнопки.

Более надежными в работе являются многопредельные приборы с универсальными шунтами. Универсальный шунт представляет собой систему последовательно соединенных резисторов, образующих вместе с измерителем замкнутую цепь (рис. 2-8) Для подключения к исследуемой цепи используются общий минусовый зажим и зажим, соединенный с одним из отводов шунта. При этом образуются две параллельно включенные ветви. Например, при установке переключателя $П$ в положение 2 (рис. 2-8, *а*) в одну ветвь в .одит сопротивление действующей части шунта $R_{ш.д} = R_{ш2} + R_{ш3}$; во второй ветви последовательно с измерителем включено сопротивление оставшейся

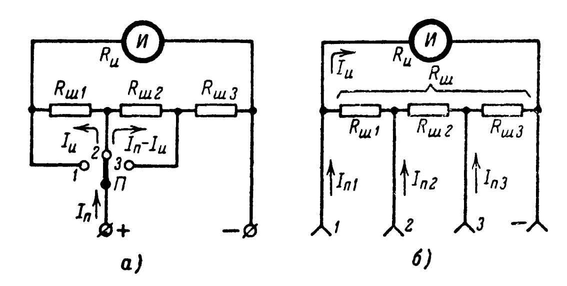


Рис. 2-8. Схемы многопредельных миллиамперметров с универсальными шунтами.

части шунта $R_{ш1}$. Сопротивление $R_{ш.д}$ выбирается таким, чтобы при предельном измеряемом токе $I_п$ через измеритель протекал ток полного отклонения $I_и$. В общем случае

$$R_{ш.д} = (R_ш + R_и) \frac{I_и}{I_п}. \qquad (2\text{-}8)$$

Полное сопротивление шунта $R_ш$ будет использоваться в качестве действующего шунта к измерителю на пределе 1, которому соответствует наименьшее предельное значение измеряемого тока $I_{п1}$. Величину этого сопротивления можно подсчитать по формуле (2-4). Если выбраны пределы измерений $I_{п2} = N_{12} I_{п1}$; $I_{п3} = N_{23} I_{п2}$; $I_{п4} = N_{34} I_{п3}$ и т. д., то сопротивления действующих частей шунта определятся выражениями: $R_{ш2} + R_{ш3} + R_{ш4} + ... = R_ш / N_{12}$; $R_{ш3} + R_{ш4} + ... = R_ш / N_{12} N_{23}$; $R_{ш4} + ... = R_ш / N_{12} N_{23} N_{34}$ и т. д. Разность значений двух смежных равенств позволяет легко определить отдельные сопротивления шунта $R_{ш1}$, $R_{ш2}$, $R_{ш3}$ и т. д. Из полученных выражений видно, что переходные коэффициенты N_{12}, N_{23}, N_{34} и т. д целиком определяются соотношениями между сопротивлениями шунта и совершенно не зависят от данных измерителя. Поэтому один и тот же универсальный шунт, присоединенный параллельно различным изме-

рителям, будет изменять их пределы измерений в одинаковое число раз; при этом исходный предел измерений определится формулой

$$I_{п1} = I_{и}\left(\frac{R_{и}}{R_{ш}} + 1\right). \qquad (2\text{-}9)$$

Из рис. 2-8 видно, что в приборе с универсальным шунтом переключение пределов может проводиться как с помощью переключателя, так и посредством системы гнезд обычного типа. Нарушение контакта в этих схемах безопасно для измерителя.

2-5. ОСОБЕННОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ПОСТОЯННЫХ ТОКОВ

Для измерения тока миллиамперметр (амперметр, микроамперметр) включают *последовательно* в исследуемую цепь; это приводит к увеличению общего сопротивления цепи и уменьшению величины тока в ней. Для ослабления влияния миллиамперметра на режим цепи необходимо, чтобы его внутреннее сопротивление $R_{ма}$ было мало по сравнению с сопротивлением внешней цепи $R_{ц}$ между точками включения прибора *1* и *2* (см. рис. 2-3).

В общем случае относительная величина уменьшения тока в цепи, или коэффициент влияния миллиамперметра,

$$B_{ма}\% = \frac{R_{ма}}{R_{ма} + R_{ц}} \cdot 100.$$

Умножая числитель и знаменатель правой части формулы на предельное значение измеряемого прибором тока $I_{п}$ и учитывая, что $I_{п}R_{ма}$ есть падение напряжения на миллиамперметре $U_{ма}$ при отклонении его стрелки на всю шкалу, а $I_{п}(R_{ма} + R_{ц})$ равно э. д. с. E, действующей в исследуемой схеме при токе $I_{п}$, получаем:

$$B_{ма}\% = \frac{U_{ма}}{E} \cdot 100. \qquad (2\text{-}10)$$

В случае сложной цепи под э. д. с. E следует понимать напряжение холостого хода между точками цепи, к которым должен подключаться прибор (при разрыве цепи измеряемого тока).

Из формулы (2-10) следует, что чем меньше э. д. с. E, тем сильнее влияние миллиамперметра на величину измеряемого тока. Например, если $U_{ма}/E = 0{,}1$, то $B_{ма} = 10\%$, т. е. включение прибора вызывает уменьшение тока на 10%; при $U_{ма}/E = 0{,}01$ уменьшение тока не превосходит 1%. Поэтому при измерении тока накала радиоламп следует ожидать значительно большего изменения тока в цепи, чем при измерении анодных и экранных токов.

При одинаковых пределах измерений лучшие результаты обеспечивает миллиамперметр, характеризуемый меньшим падением напряжения $U_{ма}$. В многопредельных миллиамперметрах с переключаемыми шунтами (рис. 2-6 и 2-7) на всех пределах измерений максимальное падение напряжения на приборе одинаково и равно напряжению полного отклонения измерителя, т. е. $U_{ма} = U_{и} = I_{и}R_{и}$ при ограничении величины потребляемой прибором мощности значением $P_{ма} = I_{п}U_{п}$. В миллиамперметрах с универсальными шунтами (рис. 2-8) падение напряжения равно $I_{и}R_{и}$ лишь на исходном пределе 1. На

других пределах оно возрастает до значения $U_{ма} \approx I_и(R_и + R_ш)$ (при соответсгвующем увеличении потребляемой прибором мощности), так как представляет собой сумму падений напряжений на измерителе и большей части резистора $R_ш$, включенном последовательно с измерителем. Следовательно, миллиамперметр с универсальным шунтом при прочих равных условиях сильнее влияет на режим исследуемых цепей, чем миллиамперметр с переключаемыми шунтами.

Если взять полное сопротивление универсального шунта $R_ш \gg R_и$, то наименьший предел миллиамперметра будет близок к $I_и$, однако при этом на других пределах падение напряжения на приборе может оказаться чрезмерно большим, сравнимым с э. д. с., действующей в исследуемой цепи. Если же взять сопротивление $R_ш$ небольшим, то возрастет наименьший предельный ток, измеряемый прибором. Поэтому в каждом конкретном случае необходимо решать вопрос о допустимом значении сопротивления $R_ш$.

Если в исследуемой цепи (например, анодной цепи радиолампы) протекает пульсирующий или импульсный ток, то прибор будет измерять постоянную составляющую тока. При этом параллельно прибору включают конденсатор большой емкости С, сопротивление которого переменной составляющей тока должно быть значительно меньше внутреннего сопротивления $R_{ма}$. С целью ослабления влияния емкости прибора относительно корпуса место его включения в высокочастотные цепи выбирают таким образом, чтобы один из зажимов прибора непосредственно или через конденсатор большой емкости соединялся с корпусом установки.

Задача 2-1. Рассчитать схему миллиамперметра с универсальным шунтом (рис. 2 -8) на три предела измерений: 0,2; 2 и 20 *ма* при переходном коэффициенте $N = 10$. Измеритель прибора микроамперметр типа ИТ имеет данные: $I_и = 0{,}15$ *ма*; $R_и = 1\,500$ *ом*; $U_и = I_и R_и = 0{,}225$ *в*.

Для каждого предела определить падение напряжения на приборе при предельном токе, а также влияние прибора на измеряемый ток, если в цепи последнего действует э. д. с. $E = 20$ *в*.

Решение

1. На пределе 1 ($I_{п1} = 0{,}2$ *ма*) шунтом к измерителю является полное сопротивление универсального шунта $R_ш$. Величину последнего находим по формуле (2-4):

$$R_ш = \frac{R_и}{\dfrac{I_{п1}}{I_и} - 1} = \frac{1\,500}{\dfrac{0{,}2}{0{,}15} - 1} = 4\,500 \text{ ом}.$$

Падение напряжения на приборе при токе $I_{п1}$

$$U_{ма1} = U_и = 0{,}225 \text{ в}.$$

Коэффициент влияния миллиамперметра согласно (2-10)

$$B_{ма} = \frac{U_{ма1}}{E} \cdot 100 = \frac{0{,}225}{20} \cdot 100 = 1{,}12\%.$$

2. Для предела 2 ($I_{п2} = 2$ *ма*) действующее сопротивление шунта

$$R_{ш2} + R_{ш3} = \frac{R_ш}{N} = 450 \text{ ом}.$$

Следовательно, сопротивление

$$R_{ш1} = R_{ш} - (R_{ш2} + R_{ш3}) = 4\,500 - 450 = 4\,050 \text{ ом},$$

Падение напряжения на приборе при токе $I_{п2}$

$$U_{ма2} = I_{и}(R_{и} + R_{ш1}) = 0,832 \text{ в}.$$

Коэффиицент влияния

$$B_{ма2} = \frac{U_{ма2}}{E} \cdot 100 = 4,16\%.$$

3 Для предела 3 ($I_{п3}$ = 20 *ма*)

$$R_{ш3} = \frac{R_{ш2} + R_{ш3}}{N} = \frac{R_{ш}}{N^2} = 45 \text{ ом};$$

$$R_{ш2} = (R_{ш2} + R_{ш3}) - R_{ш3} = 450 - 45 = 405 \text{ ом};$$

$$U_{ма3} = I_{и}(R_{и} + R_{ш1} + R_{ш2}) = 0,893 \text{ в};$$

$$B_{ма3} = \frac{U_{ма3}}{E} \cdot 100 = 4,46\%.$$

Задача 2-2. Рассчитать схему миллиамперметра с универсальным шунтом на три предела измерений: 5, 50 и 500 *ма*. Измеритель прибора микроамперметр типа М260 имеет параметры: $I_{и}$ = 500 *мка*; $R_{и}$ = 150 *ом*.

Определить влияние прибора на измеряемый ток, если измерение на пределах 5 и 50 *ма* производится в цепях, в которых действует э. д. с. не менее 200 *в*, а на пределе 500 *ма*—в цепи накала лампы, питаемой от батареи накала с э. д. с. 6 *в*.

Ответ: $R_{ш}$ = 16,67 *ом*; $R_{ш1}$ = 15 *ом*; $R_{ш2}$ = 1,5 *ом*; $R_{ш3}$ = = 0,17 *ом*; $U_{ма1}$ = 75 *мв*; $B_{ма1}$ = 0,037%; $U_{ма2}$ = 82,5 *мв*; $B_{ма2}$ = = 0,041%; $U_{ма3}$ = 83 *мв*; $B_{ма3}$ = 1,4%.

Задача 2-3. По данным задачи 2-2 рассчитать трехпредельный миллиамперметр с переключаемыми шунтами: 1) для работы по схеме на рис. 2-6, *а*; 2) для работы по схеме на рис. 2-6, *б*.

Ответ: 1) $R_{ш1}$ = 16,67 *ом*; $R_{ш2}$ = 1,52 *ом*; $R_{ш3}$ = 0,15 *ом*; 2) $R_{ш1}$ = 15,15 *ом*; $R_{ш2}$ = 1,37 *ом*; $R_{ш3}$ = 0,15 *ом*.

2-6. ЭЛЕКТРОННЫЕ МИКРОАМПЕРМЕТРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

При необходимости измерения весьма малых токов, значительно меньших тока полного отклонения $I_{и}$ имеющегося измерителя, последний применяют совместно с усилителем постоянного тока. Наиболее простыми и экономичными являются усилители на транзисторах [1].

На рис. 2-9, *а* показана простейшая схема чувствительного микроамперметра на транзисторе *Т*, включенном по схеме с общим эмиттером. Током базы $I_{б}$ является измеряемый ток, при некотором предельном значении которого $I_{п}$ в цепи коллектора протекает ток $I_{к} = I_{и}$. Коэффициент усиления по току

$$\beta \approx \frac{I_{к}}{I_{б}} = \frac{I_{и}}{I_{п}}.$$

---

[1] «Радио», 57—5—46, 58—7—61, 59—8—12, 59—10—55, 66—4—22.

Отсюда предельное значение измеряемого тока

$$I_п \approx \frac{I_и}{\beta}. \qquad (2\text{-}11)$$

Например, при использовании транзистора типа П13Б, имеющего $\beta = 33$, и измерителя типа М261 с током $I_и = 500$ *мка* и сопротивлением $R_и = 150$ *ом* предельный ток $I_п \approx 500/33 \approx 15$ *мка*. Так как зависимость между токами $I_к$ и $I_б$ близка к линейной, то шкала измерителя, проградуированная в значениях измеряемого тока, будет практически равномерной. Для подгонки требуемого предела измерений (например, $I_п = 30$ *мка*) параллельно измерителю (или последовательно с ним) подключают подстроечный резистор $R_ш = (2 \div 5)R_и$.

Если номинальное напряжение на коллекторе транзистора не превышает 5—10 *в*, то в качестве источника питания можно применить

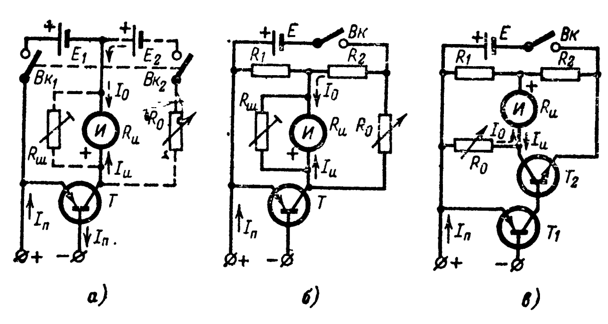


Рис. 2-9. Схемы электронных микроамперметров.

одиночный элемент с э. д. с. E_1 порядка 1,5 *в*. При отсутствии измеряемого тока через измеритель будет протекать небольшой (до 10—20 *мка*) начальный ток коллектора $I_{к\cdot н}$ действие которого можно компенсировать установкой стрелки измерителя на нуль с помощью механического корректора. Бóльшая точность измерений достигается при электрической установке нуля; для этого схема дополняется вторым элементом питания с э. д. с. $E_2 = E_1$ и реостатом $R_0 = (5 \div 10)R_и$, посредством которых через измеритель создают компенсационный ток I_0, равный по величине, но обратный по направлению току $I_{к\cdot п}$. Установку нуля следует производить при замкнутых накоротко входных зажимах прибора.

Схема на рис. 2-9, *б* отличается от рассмотренной выше тем, что в ней применен один источник питания, параллельно которому включены резисторы делителя напряжения R_1 и R_2. Последние вместе с реостатом R_0 и внутренним сопротивлением $r_{э\cdot к}$ участка эмиттер — коллектор транзистора образуют мост постоянного тока (§ 10-10). Если $R_1 = R_2$, то мост оказывается уравновешенным при $R_0 = r_{э\cdot к}$. Сопротивления R_1 и R_2 берутся порядка сотен ом, так как при большей величине их может уменьшиться усиление по току и повыситься предельное значение тока $I_п$. Наличие делителя напряжения приводит к возрастанию на несколько миллиампер тока, потребляемого от источника питания.

На рис. 2-9, *в* представлена схема высокочувствительного микроамперметра с двухкаскадным усилителем постоянного тока. В ней применены два транзистора: T_1 типа *р-п-р* и T_2 типа *п-р-п*, что позволяет осуществить между каскадами прямую связь. Коллекторный ток транзистора T_1 является входным током транзистора T_2, который работает по схеме, отличающейся от схемы на рис. 2-9, *б* лишь изменением полярности включения источника питания и измерителя. Если коэффициенты усиления по току транзисторов T_1 и T_2 соответственно равны β_1 и β_2, то предельный измеряемый ток

$$I_п \approx \frac{I_и}{\beta_1\beta_2}. \qquad (2\text{-}12)$$

Например, если взять транзисторы типа П13Б ($\beta_1 = 30$) и П10 ($\beta_2 = 20$), то при измерителе М261 ($I_и = 500$ *мка*) получим ток $I_п \approx 500/600 \approx 0{,}83$ *мка*.

Достоинством рассмотренных схем является относительно малое входное сопротивление приборов (порядка сотен ом). К их недостаткам относятся зависимость от температуры коэффициента усиления β, а также «дрейф нуля», т. е. колебания нулевого положения стрелки измерителя вследствие неустойчивости во времени величины начального тока коллектора $I_{к.н}$. Эти недостатки, повышающие погрешность измерений до 5—10%, меньше проявляются при выполнении усилителя по симметричной балансной схеме с двумя идентичными по параметрам транзисторами (рис. 3-15).

По аналогичным схемам могут быть построены микроамперметры с усилителями на электронных лампах[1]. Для работы в таких усилителях выпускаются специальные электрометрические лампы, имеющие весьма малые потери во входной цепи. Близкими по своим свойствам к электрометрическим оказываются обычные лампы при их работе в так называемом «обращенном» режиме[2]; последний характеризуется тем, что измеряемый сигнал (ток, напряжение) вводится в цепь анода лампы, а измеритель включается в цепь управляющей сетки.

2-7. ГРАДУИРОВКА МИКРОМИЛЛИАМПЕРМЕТРОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Градуировка измерительного прибора заключается в нанесении на его шкалу делений, соответствующих определенным значениям измеряемой величины.

Для приборов магнитоэлектрической системы, имеющих равномерные шкалы, основной задачей градуировки является установление соответствия конечного деления шкалы предельному значению измеряемой величины Для этого показания изготовляемого прибора сравнивают с показаниями другого измерительного прибора, принимаемого за образцовый.

Градуировка миллиамперметров (амперметров) производится по схеме на рис. 2-3. Градуируемый прибор подключается к зажимам *1* и *2*. Реостатом *R* в цепи, питаемой источником постоянного тока,

---

[1] «Радио», 59—1—21, 59—2—48.
[2] «Радио», 52—4—51, 62—8—63.

устанавливают по образцовому прибору *mA* предельное значение тока $I_п$ и отмечают точку шкалы, до которой отклоняется стрелка измерителя *И*. Если градуируемый прибор имеет один предел, то за конечную точку шкалы может быть принята любая точка вблизи упора, ограничивающего перемещение стрелки. В многопредельных приборах такой произвольный выбор конца шкалы можно производить лишь на одном пределе, принимаемом за исходный.

Если стрелка при токе $I_п$ не находится на конечном делении шкалы, необходима регулировка прибора. В однопредельных приборах или на исходном пределе многопредельного прибора эта регулировка может быть проведена с помощью магнитного шунта При отсутствии магнитного шунта регулировку осуществляют подгонкой сопротивлений шунтов. Если при токе $I_п$ стрелка не доходит до конечного деления, то сопротивление шунта $R_ш$ следует увеличить; при зашкаливании стрелки сопротивление шунта уменьшают.

При градуировке многопредельных миллиамперметров, работающих по схемам на рис. 2-6, *б*, 2-7, *б* и 2-8, подгонка шунтов должна проводиться в определенном порядке, начиная с шунта $R_{ш3}$, соответствующего наибольшему предельному току $I_{п3}$; затем подгоняются сопротивления шунтов $R_{ш2}$ и $R_{ш1}$.

Зная положения начального и конечного делений равномерной шкалы, легко определить положения всех промежуточных делений Однако следует учитывать, что у некоторых магнитоэлектрических измерителей вследствие недостатков в их конструкции может не быть точной пропорциональности между угловым перемещением стрелки и величиной протекающего по рамке тока Поэтому следует проверить градуировку шкалы в нескольких промежуточных точках, устанавливая реостатом R различные значения тока Резистор R_0 служит для ограничения тока в цепи, если реостат R окажется случайно выведенным.

Полученные опорные точки можно непосредственно нанести на поверхность шкалы остро отточенным карандашом. Если измеритель имеет равномерную шкалу, выполненную в любых единицах, то данные градуировки используются для составления градуировочной таблицы.

Если старая шкала измерителя негодна, то градуировка прибора завершается изготовлением новой шкалы из плотной гладкой белой бумаги, наклеиваемой на место старой шкалы Наклейку следует производить клеем (например, казеиновым), стойким к сырости и обеспечивающим прочное скрепление бумаги с металлом Положение новой шкалы должно строго соответствовать положению шкалы, используемой при градуировке прибора. Хорошие результаты можно получить при вычерчивании шкалы черной тушью в увеличенном масштабе с последующим уменьшением ее до требуемого значения посредством фотографирования.

Во избежание значительного возрастания погрешностей измерений при градуировке приборов следует придерживаться определенных правил.

1. Измеритель должен находиться в нормальном пространственном положении (вертикальном, горизонтальном или наклонном), указанном на его шкале.

2. Градуировка должна проводиться при полностью собранном приборе. При нанесении отметок непосредственно на шкалу измерителя с кожуха последнего снимают стекло

3 Прибор, используемый в качестве образцового, должен быть возможно более высокого класса точности и иметь предел измерений, равный или близкий к пределу измерений градуируемого прибора.

Схема на рис. 2-3 может быть также применена для проверки градуировки по току измерительных приборов.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ИЗМЕРИТЕЛИ ПОСТОЯННЫХ НАПРЯЖЕНИЙ

3-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Величины постоянных напряжений, действующих в различных цепях радиоустройства, характеризуют режим его работы. Поэтому приборы для измерения постоянных напряжений — в о л ь т м е т р ы п о с т о я н н о г о т о к а — являются одними из самых необходимых приборов как при ремонте или налаживании радиоаппаратуры, так и при ее испытании и эксплуатации.

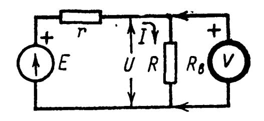


Рис. 3-1. Схема включения вольтметра.

Для измерения напряжения вольтметр включают п а р а л л е л ь н о исследуемому участку цепи. Это приводит к уменьшению общего сопротивления этого участка и перераспределению напряжений. Относительная величина уменьшения измеряемого напряжения, вызванная включением вольтметра, или к о э ф ф и ц и е н т в л и я н и я в о л ь т м е т р а,

$$\beta_в\% = \frac{R_ц}{R_ц + R_в} \cdot 100 = \frac{100}{1 + \frac{R_в}{R_ц}}, \quad (3\text{-}1)$$

где $R_ц$ — сопротивление цепи между точками подключения вольтметра, а $R_в$ — входное сопротивление вольтметра.

Рассмотрим в качестве примера схему на рис. 3-1. При измерении вольтметром V напряжения U на резисторе R сопротивление цепи

$$R_ц = \frac{Rr}{R + r}.$$

Если $r = 0$, то $R_ц = 0$ и $B_в = 0$, т. е. подключение вольтметра не изменит напряжения на зажимах, равного э. д с. источника E Если же $r \neq 0$ (оно может являться внутренним сопротивлением источника или суммой внутреннего и внешнего сопротивлений), то включение вольтметра приведет к уменьшению напряжения U и тем большему, чем меньше отношение $R_в/R_ц$. Например, при $R_в/R_ц = 1$ $B_в = 50\%$, т. е. включение вольметра уменьшит измеряемое напряжение вдвое. Если ограничить допустимое уменьшение напряжения значением 1%, то необходимо иметь отношение $R_в/R_ц \geqslant 100$.

Следовательно, для измерения напряжений в высокоомных цепях необходимы вольтметры с очень большими входными сопротивлениями. Применение для измерений низкоомных вольтметров может полностью нарушить работу некоторых радиоустройств, например привести к срыву колебаний маломощного генератора.

Вольтметр постоянного тока не должен реагировать на переменные напряжения. Если в исследуемой цепи действует пульсирующее или импульсное напряжение, то вольтметр должен измерять лишь постоянную составляющую этого напряжения.

Входные зажимы (или гнезда) вольтметра должны быть хорошо изолированы от металлической панели (корпуса) прибора и находиться на таком расстоянии друг от друга, чтобы исключить возможность пробоя между зажимами при 5—10-кратном предельном напряжении и избежать заметной утечки тока между ними.

Для измерения постоянных напряжений применяют преимущественно вольтметры магнитоэлектрической и электронной систем. Электронные вольтметры постоянного тока основаны на использовании усилительных свойств электронных ламп или транзисторов и разделяются соответственно на ламповые и транзисторные. Измерение очень высоких напряжений (например, на анодах кинескопа или осциллографической электроннолучевой трубки) производится киловольтметрами, основанными на электростатическом принципе или на использовании искровых разрядников с регулируемым расстоянием между электродами[1].

Любой измеритель напряжения (вольтметр) может быть косвенно применен для измерения токов. При этом измеряется падение напряжения U на резисторе известного сопротивления, включенном в цепь измеряемого тока I (рис. 3-1) (величина последнего находится по закону Ома $I = U/R$). Результат расчета будет достаточно точен, если входное сопротивление вольтметра $R_в \gg R$. Образцовые резисторы R очень малого сопротивления (по сравнению с сопротивлением цепи r) иногда включаются в различные цепи радиоустановок в качестве постоянных шунтов, что позволяет контролировать токи в этих цепях без их разрыва.

Рассмотренный способ применим для измерения не только постоянных, но и переменных токов низких и высоких частот.

3-2. ВОЛЬТМЕТРЫ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

Магнитоэлектрические измерители при непосредственном подключении к проводам или элементам электрической цепи могут использоваться лишь в качестве милливольтметров постоянного тока с пределом измерения, равным напряжению полного отклонения $U_и = I_и R_и$. Для расширения предела измерения по напряжению до значения $U_п$ последовательно с измерителем $И$ включают добавочный резистор сопротивлением

$$R_д = \frac{U_п}{I_и} - R_и \tag{3-2}$$

(рис. 3-2); при этом на измерителе падает лишь небольшая доля измеряемого напряжения, бóльшая часть которого гасится добавочным

[1] «Радио», 56—5—62, 60—8—24.

резистором. Например, если вольтметр с пределом измерения $U_п = 100$ *в* изготовляется на базе микроамперметра М265 с параметрами $I_и = 100$ *мка* и $R_и = 900$ *ом*, то он должен иметь добавочное сопротивление $R_д = 100/0{,}0001 - 900 = 999\,100$ *ом* ≈ 1 *Мом*.

Входное сопротивление вольтметра магнитоэлектрической системы

$$R_в = R_д + R_и = \frac{U_п}{I_и} \qquad (3\text{-}3)$$

зависит от предельного измеряемого напряжения $U_п$. Поэтому сравнительную оценку качества вольтметров с различными пределами измерения в отношении влияния на режим цепей принято производить по величине их относительного входного сопротивления (о. в. с.), приходящегося на 1 *в* предельного напряжения и равного

$$\frac{R_в}{U_п} = \frac{1}{I_и}\left[\frac{ом}{в}\right], \qquad (3\text{-}4)$$

или по предельной величине $I_и$ потребляемого ими тока (как видно из формулы, эти величины обратны). При одинаковом пределе измерений большее входное сопротивление имеет вольтметр, измеритель которого чувствительнее. Например, для вольтметра, имеющего измеритель с током полного отклонения $I_и = 1$ *ма*, о. в. с. составляет 1 000 *ом/в*, а для вольтметра с измерителем на 50 *мка* 20 *ком/в*. На пределе 100 *в* первый вольтметр будет иметь входное сопротивление 100 *ком*, а второй 2 *Мом*.

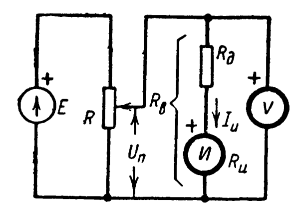


Рис. 3-2. Схема включения добавочного резистора и градуировки вольтметра постоянного тока.

Вольтметры с малочувствительными измерителями, для которых $I_и = 1 \div 10$ *ма*, имеют о. в. с. 1 000—100 *ом/в* и пригодны для измерения напряжений лишь на зажимах источников питания с малым внутренним сопротивлением и на резисторах небольшого сопротивления, например на нитях накала радиоламп, катодных сопротивлениях и т. п. Вольтметры с измерителями, для которых $I_и = 50 \div 200$ *мка*, имеют о. в. с. 20 — 5 *ком/в* и в большинстве случаев применимы для измерения напряжений в анодных и экранных цепях. Наибольшее о. в. с. до 100 *ком/в* можно получить в вольтметрах с измерителями типа М130 или М132, имеющими ток $I_и = 10$ *мка*. При использовании высокочувствительных измерителей с целью уменьшения времени успокоения стрелки иногда приходится несколько понижать их чувствительность (а, следовательно, и о. в. с.) посредством шунтирования; одновременно может потребоваться и включение резистора температурной компенсации $R_к$.

Погрешность показаний вольтметра определяется классом точности измерителя, точностью подбора требуемого сопротивления добавочного резистора и стабильностью последнего. Стабильные добавочные резисторы изготовляются из манганиновой или константановой проволоки и обеспечивают ничтожно малую температурную погрешность вольтметра, так как изменение сопротивления рамки измерителя под воздействием температуры не будет заметно изменять

входное сопротивление прибора. Проволочные резисторы наматываются отдельными секциями на плоские или круглые каркасы из изоляционного материала, допускающего длительный нагрев до 60—80° С, например сухого дерева, пропитанного масляным лаком, текстолита, керамики и т. п. Во избежание пробоя между отдельными витками необходимо, чтобы падение напряжения на одной секции не превышало 100 *в*. В зависимости от габаритов добавочный резистор размещают внутри или вне кожуха измерителя.

Добавочные резисторы сопротивлением порядка мегом и более самостоятельно изготовить трудно. Их лучше всего собирать из стандартных высокоомных (с номиналами до 10 *Мом*) резисторов типа МВС и МВСГ, имеющих намотку из манганинового микропровода в стеклянной изоляции. При их отсутствии приходится использовать непроволочные резисторы. Последние имеют пониженную стабильность, которая проявляется в изменении электрической величины сопротивления со временем (явление старения), особенно при длительной работе под нагрузкой, а также под действием внешних факторов — температуры, влажности и др. Поэтому градуировка измерительных приборов, использующих непроволочные резисторы, с течением времени должна перепроверяться и корректироваться Наиболее стабильными являются резисторы типов МЛП, КВМ и УЛИ. Новые резисторы, которые предполагается применить в качестве добавочных, желательно подвергнуть электрической тренировке (пропусканием через них номинального тока в течение нескольких часов) с последующей выдержкой до месяца в нормальных условиях.

При измерении предельного напряжения $U_п$ на добавочном резисторе рассеивается мощность

$$P = \frac{U_п^2}{R_д}, \tag{3-5}$$

которая потребляется от исследуемой цепи Допустимая мощность рассеяния выбранных резисторов должна превышать эту величину не менее чем в 5 раз ввиду возможности кратковременных перегрузок вольтметра, а также для улучшения условий работы резистора, что замедляет процесс его старения.

3-3. МНОГОПРЕДЕЛЬНЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

Для обеспечения достаточно высокой точности измерений в широком диапазоне напряжений вольтметр должен иметь несколько пределов; каждому значению предельного напряжения $U_п$ соответствует определенное сопротивление добавочного резистора $R_д$, рассчитанное по формуле (3-2).

Многопредельный вольтметр может быть осуществлен в двух основных вариантах. На рис. 3-3, *а* приведена схема вольтметра с отдельными добавочными резисторами для каждого предела. Схема на рис. 3-3, *б* характерна тем, что в состав добавочного резистора каждого предела входят добавочные резисторы более низковольтных пределов; сопротивление каждого резистора находится как разность сопротивлений добавочных резисторов двух смежных пределов. Переключение пределов измерений в обеих схемах может осуществляться при помощи переключателя или посредством системы гнезд.

Наименьшая погрешность измерения напряжения получается на пределе, при котором отсчет производится возможно ближе к концу шкалы. Однако с целью уменьшения влияния вольтметра на исследуемую цепь иногда приходится выбирать предел измерений с большим входным сопротивлением, мирясь с необходимостью отсчета в средней или даже начальной части шкалы.

Если все резисторы, входящие в состав исследуемой схемы, являются линейными (т. е. величина их сопротивления не зависит от значения приложенного к ним напряжения), то при использовании многопредельного вольтметра влияние его на результаты измерений можно исключить, применяя способ двух отсчетов. Для этого напряжение на требуемом участке измеряют на двух смежных пределах $U_{п1}$ и $U_{п2} > U_{п1}$ и получают соответственно два результата измерений: U_1 и U_2. Действительное значение измеряемого напряжения

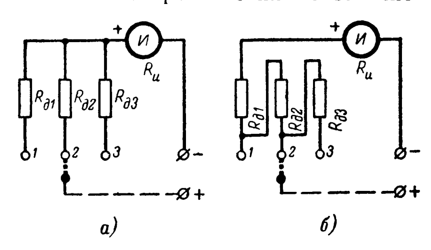


Рис. 3-3 Схемы многопредельных вольтметров постоянного тока.

$$U_x = U_2 \frac{N-1}{N - \frac{U_2}{U_1}}, \qquad (3\text{-}6)$$

где $N = U_{п2}/U_{п1}$ — переходный коэффициент. Например, если вольтметр, имеющий $N = 3$, при измерениях на смежных пределах дает показания $U_1 = 80$ *в* и $U_2 = 120$ *в*, то измеряемое напряжение

$$U_x = 120 \cdot \frac{3-1}{3-1,5} = 160 \text{ в}.$$

Результаты расчета могут оказаться неправильными, если в состав схемы входят нелинейные элементы (электронные или газоразрядные лампы, лампы накаливания, полупроводниковые приборы и т. п.).

Задача 3-1. Рассчитать вольтметр по схеме на рис. 3-3, *б* на три предела измерений: 10, 100 и 1 000 *в*. Измерителем вольтметра служит микроамперметр М49, имеющий параметры $I_и = 200$ *мка*; $R_и = 700$ *ом*.

Решение

1. Сопротивление добавочного резистора предела $U_{п1} = 10$ *в* вычисляем по формуле (3-2)

$$R_{д1} = \frac{U_{п1}}{I_и} - R_и = \frac{10}{0,2 \cdot 10^{-3}} - 700 = 49\,300 \text{ ом} = 49,3 \text{ ком}.$$

Для изготовления резистора берем манганиновую проволоку, необходимый диаметр которой рассчитываем по формуле (2-5), считая $I_п = I_и$:

$$d \geqslant 0,92\sqrt{I_и} = 0,92\sqrt{0,2 \cdot 10^{-3}} = 0,013 \text{ мм}.$$

Выбираем проволоку диаметром $d = 0,03$ *мм*. Ориентировочную длину проволоки находим по формуле (2-6) (вместо $R_ш$ подставляя $R_д$):

$$l_1 = (1,5 \div 1,9)\, d^2 R_{д1} = (1,5 \div 1,9) \times 0,0009 \cdot 49\,300 = 67 \div 85 \text{ м}.$$

2. Для предела $U_{п2} = 100$ *в*:

$$R_{д1} + R_{д2} = \frac{U_{п2}}{I_и} - R_и = 499\,300 \text{ ом} = 499,3 \text{ ком};$$

$$R_{д2} = (R_{д1} + R_{д2}) - R_{д1} = 499,3 - 49,3 = 450 \text{ ком}.$$

Резистор $R_{д2}$ выбираем непроволочный. При токе полного отклонения $I_и$ мощность, рассеиваемая на нем, достигает значения

$$P_{д2} = I_и^2 R_{д2} = (0,2 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 0,45 \cdot 10^6 = 0,018 \text{ вт}.$$

Выбираем резистор $R_{д2}$ на допустимую мощность рассеивания 0,25 *вт*.

3. Для предела $U_{п3} = 1\,000$ *в*:

$$R_{д1} + R_{д2} + R_{д3} = \frac{U_{п3}}{I_и} - R_и = 4999,3 \text{ ком};$$

$$R_{д3} = 4999,3 - 499,3 = 4\,500 \text{ ком} = 4,5 \text{ Мом}.$$

Мощность рассеивания на резисторе $R_{д3}$ при токе $I_и$

$$P_{д3} = I_и^2 R_{д3} = 0,16 \text{ вт}.$$

Резистор $R_{д3}$ следует взять на допустимую мощность рассеивания 1 *вт*. При изготовлении его из нескольких последовательно соединенных резисторов допустимая мощность рассеивания составляющих резисторов может быть меньше.

Задача 3-2. Рассчитать вольтметр с отдельными добавочными резисторами, работающий по схеме на рис. 3-3, *а*, на четыре предела измерений: 3, 10, 30 и 100 *в*. В качестве измерителя применить микроамперметр М592, имеющий параметры $I_и = 500$ *мка*; $R_и = 500$ *ом*.

Ответ: $R_{д1} = 5,5$ *ком*; $R_{д2} = 19,5$ *ком*; $R_{д3} = 59,5$ *ком*; $R_{д4} = 200$ *ком*.

3-4. ГРАДУИРОВКА ВОЛЬТМЕТРОВ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

Регулировка, проверка и градуировка вольтметров производятся по схеме на рис. 3-2. Потенциометром R устанавливают в цепи предельное значение напряжения $U_п$, отсчитываемое по показаниям образцового вольтметра V, и регулировкой магнитного шунта или сопротивления добавочного резистора $R_д$ добиваются отклонения стрелки измерителя *И* градуируемого вольтметра до конца шкалы. Если стрелка измерителя не доходит до конечного деления шкалы, доба-

вочное сопротивление следует уменьшить; при зашкаливании стрелки сопротивление увеличивают. Нужный результат можно получить и при неизменном сопротивлении $R_д$, меньшем требуемого значения, посредством понижения чувствительности измерителя подключением к нему подстроечного резистора (шунта). В многопредельных вольтметрах применение магнитного шунта возможно лишь на одном (исходном) пределе, тогда как переключаемые омические шунты могут подгоняться для каждого поддиапазона.

Получение требуемого сопротивления высокоомного добавочного резистора облегчается, если составить его из двух или большего числа последовательно соединенных резисторов. Предположим, что необходимая величина $R_д = 4$ *Мом*. Тогда из имеющихся стандартных резисторов сопротивлением 2 *Мом* с допуском, например, 10% отбирают 2 экз. с общим сопротивлением, например, 3,95 *Мом*. Последовательно с ними включают постоянный или подстроечный резистор небольшого сопротивления, подбором которого добиваются отклонения стрелки измерителя на всю шкалу. При этом общая стабильность сопротивления добавочного резистора будет практически определяться лишь стабильностью основных резисторов по 2 *Мом*. При градуировке многопредельного вольтметра, работающего по схеме на рис. 3-3, *б*, подгонку добавочных резисторов производят в следующем порядке: $R_{д1}$, $R_{д2}$, $R_{д3}$.

Градуировку шкалы вольтметра (как и других приборов) принято проверять во всех точках, имеющих численные отметки.

3-5. ВОЛЬТМЕТРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА С РАСТЯНУТОЙ ШКАЛОЙ

При налаживании и исследовании различных нелинейных установок и элементов, например стабилизаторов постоянного напряжения, возникает необходимость в измерении постоянных напряжений, изменяющихся в столь небольших пределах, которые в обычных вольтметрах занимают лишь незначительный участок шкалы. В этих случаях желательно применить вольтметр с растянутой шкалой, имеющий узкие пределы измерений, нижним значением которых является не нуль, а величина, близкая к верхнему предельному значению шкалы[1].

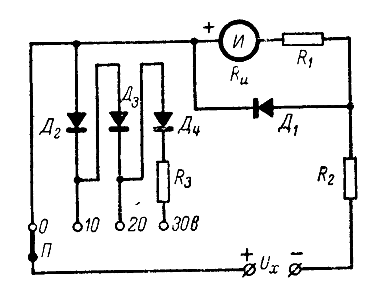


Рис. 3-4. Схема вольтметра постоянного тока с растянутой шкалой.

Возможная схема подобного вольтметра приведена на рис. 3-4. В ней используются кремниевые стабилитроны типа Д810 или Д811, отобранные по величине напряжения стабилизации $U_{ст} = 10$ *в*. При установке переключателя *П* в положение «0» прибор работает как обычный вольтметр с пределом измерений от 0 до $U_{п1}$, равным, например, 12 *в*, и добавочным сопротивлением $R_1 + R_2$, рассчитанным по формуле (3-2) (некоторое превышение верхнего предела над значением $U_{ст}$ желательно с целью получения небольшого

[1] «Радио», 61—7—44, 62—9—48.

перекрытия между пределами измерений) Стабилитрон $Д_1$, включенный в обратном направлении, служит для ограничения тока через измеритель $И$ при чрезмерном входном напряжении. Если, например, ограничить предельный ток перегрузки значением $\alpha I_и$ (где $\alpha > 1$ — коэффициент перегрузки), то последовательно с измерителем нужно включить сопротивление

$$R_1 = \frac{U_{ст}}{\alpha I_и} - R_и. \tag{3-7}$$

При входном напряжении $U_x < \alpha U_{п1}$ напряжение на стабилитроне $Д_1$ меньше 10 *в*; сопротивление его достигает нескольких мегом и не влияет на работу прибора. При $U_x = \alpha U_{п1}$ напряжение на стабилитроне достигает 10 *в*, стабилитрон пробивается, сопротивление его резко уменьшается и надежно шунтирует цепь измерителя. При дальнейшем повышении U_x напряжение на стабилитроне и подключенной к нему цепи измерителя остается равным $U_{ст}$, а излишек напряжения гасится на резисторе R_2. Последний ограничивает ток через стабилитрон, который не должен превышать допустимого значения $I_{доп} \approx 25$ *ма* (для стабилитронов Д810 и Д811). Предельно допустимое напряжение перегрузки, соответствующее этому току,

$$U_{доп} = I_{доп} R_2 + U_{ст}. \tag{3-8}$$

При установке переключателя пределов в положение «10 *в*» последовательно в схему включается стабилитрон $Д_2$, и пока напряжение на нем не достигнет 10 *в*, тока в цепи не будет. После пробоя напряжение на стабилитроне остается равным 10 *в*, а излишек напряжения $(U_x - U_{ст})$ создает ток в цепи измерителя. При этом к отсчету по шкале прибора нужно прибавлять 10 *в*, т. е. прибор будет иметь пределы измерений 10—22 *в*. При установке переключателя в положение «20 *в*» ток в цепи появляется после пробоя стабилитронов $Д_2$ и $Д_3$ и к отсчету по шкале нужно добавлять 20 *в* и т. д. При необходимости любой верхний предел измерений можно расширить посредством включения последовательно с соответствующим стабилитроном дополнительного резистора.

Задача 3-3. Рассчитать вольтметр с растянутой шкалой, работающий по схеме на рис. 3-4 со стабилитронами типа Д810 ($U_{ст} = 10$ *в*; $I_{доп} = 26$ *ма*) на пределы измерений 0—12, 10—22, 20—32 и 30—54 *в*. Параметры измерителя $I_и = 200$ *мка*; $R_и = 900$ *ом*. Перегрузка измерителя не должна превышать 25% ($\alpha = 1{,}25$).

Ответ: $R_1 = 39{,}1$ *ком*; $R_2 = 20$ *ком*; $R_3 = 60$ *ком*; $U_{доп} = 530$ *в*. На пределе «30 *в*» отсчет по шкале измерителя нужно удваивать.

3-6. КОМПЕНСАЦИОННЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ПОСТОЯННЫХ НАПРЯЖЕНИЙ

Входное сопротивление вольтметров магнитоэлектрической системы даже при использовании высокочувствительных измерителей в ряде случаев оказывается недостаточным для измерения э. д. с. источников с большим внутренним сопротивлением или напряжений, действующих в высокоомных цепях. Более точные результаты могут быть получены при измерении таких напряжений компенсационным методом [1].

---

[1] «Радио», 53—7—43, 64—11—60, 65—3—51.

Компенсационный метод измерения основан на уравновешивании (компенсации) всего или части измеряемого напряжения известным напряжением. Принцип измерения поясняется схемой на рис. 3-5, *а*. Магнитоэлектрический измеритель *И* находится под действием двух встречно направленных напряжений: измеряемого U_x, поданного на входные зажимы с соблюдением указанной на них полярности, и компенсационного $U_к$; последнее снимается с сопротивления R нижней части потенциометра $R_к$, на который подано напряжение U от вспомогательного источника питания (батареи, выпрямителя и т. п.). Через измеритель протекает ток, направление которого зависит от того, какое из приложенных напряжений больше. Перемещением

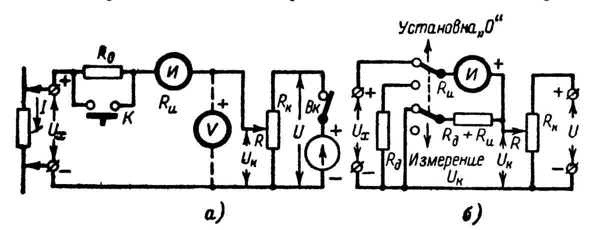


Рис. 3-5. Схемы измерения постоянных напряжений компенсационным методом.

ползунка потенциометра добиваются уменьшения этого тока до нуля, что имеет место при $U_к = U_x$. Тогда измеряемое напряжение

$$U_x = U_к = U \frac{R}{R_к}. \tag{3-9}$$

При стабильном и известном напряжении U напряжение $U_к$ целиком определяется отношением сопротивлений $R/R_к$. Следовательно, потенциометр можно снабдить шкалой, проградуированной непосредственно в значениях U_x, отсчет по которой определяется установкой указателя, связанного с ползунком. Предельная величина измеряемого напряжения $U_п = U$, наименьшее же его значение ограничивается ценой деления шкалы и в зависимости от размеров последней составляет от 2 до 5% U. Шкала имеет равномерный характер, и относительная погрешность измерений к ее концу уменьшается.

Если напряжение U вспомогательного источника недостаточно стабильно, то для измерения напряжения $U_к$ применяют вольтметр V, включение которого показано пунктиром на схеме (рис. 3-5, *а*). В схеме вольтметра можно использовать измеритель *И*, который после уравновешивания схемы (установки нуля) включают последовательно с добавочным сопротивлением $R_д$ для измерения напряжения $U_к$ (рис. 3-5, *б*). Для того чтобы режим потенциометра $R_к$ при переключениях измерителя не изменялся, служит резистор сопротивлением, равным по величине сопротивлению вольтметра $R_д + R_и$.

При неуравновешенной схеме через измеритель может проходить значительный ток, опасный для его рамки. Для ограничения его служит резистор R_0, сопротивление которого выбирается из условия

$$R_0 = (0,3 \div 0,7) \frac{U}{I_и}.$$

После предварительного грубого уравновешивания схемы нажимают кнопку K и этим закорачивают резистор R_0, затем потенциометром $R_к$ более точно устанавливают стрелку измерителя на нуль.

Входное сопротивление измерительной схемы в момент измерения определяется точностью установки на нуль измерителя, т. е. величиной протекающего через него тока. Если этот ток близок к нулю, то входное сопротивление очень велико. Основным достоинством компенсационного метода является практически полное отсутствие влияния измерительной схемы на режим исследуемых цепей. При этом погрешность измерений не зависит от класса точности измерителя, а определяется чувствительностью измерителя, стабильностью напряжения U и точностью градуировки потенциометра (или вольтметра, измеряющего напряжение $U_к$).

Измеритель желательно иметь возможно более чувствительный с двусторонней шкалой малых размеров. Можно применить также измеритель с односторонней шкалой; в этом случае корректором несколько смещают к центру нулевое положение стрелки, которое фиксируют меткой на шкале. При желании одностороннюю шкалу измерителя можно преобразовать в двустороннюю. Для этого вынимают измерительный механизм из кожуха и поворотом диска, к которому прикреплена задняя спиральная пружина, устанавливают стрелку на середину шкалы. В качестве высокочувствительных измерителей применимы и электронные микроамперметры с транзисторными усилителями постоянного тока (см. § 2-6).

Полное сопротивление потенциометра $R_к$ выбирают из условия

$$\frac{U}{I_п} < R_к < \frac{U}{I_и}, \qquad (3\text{-}10)$$

где $I_п$ — предельный ток источника напряжения U.

При большом сопротивлении $R_к$ ток, протекающий через измеритель при неуравновешенной схеме, будет мал, что понизит точность установки положения равновесия.

Приборы промышленного изготовления, предназначенные для измерений на постоянном токе компенсационным методом, называются потенциометрами (компенсаторами) постоянного тока. В зависимости от величины сопротивления $R_к$ они разделяются на высокоомные и низкоомные. Упрощенная схема высокоомного потенциометра приведена на рис. 3-6. Для приведения прибора в действие к соответствующим зажимам его подключаются чувствительный магнитоэлектрический гальванометр G, вспомогательная батарея питания *ВБ* с э. д. с. порядка нескольких вольт и нормальный элемент *НЭ* I или II класса.

Нормальный элемент служит для точной установки на потенциометре $R_к$ напряжения, соответствующего градуировке его шкалы. Для этого перед началом измерений переключатель *П* ставят в положение «*НЭ*» и реостатом $R_р$ устанавливают в цепи потенциометра $R_к$ рабочий ток $I_р$ строго определенной величины, при котором падение напряжения на резисторе $R_н$ равно э. д. с. нормального элемента; последнее определяется по исчезновению тока в цепи гальванометра. Затем переключатель *П* переводят в положение U_x, перемещением ползунка потенциометра $R_к$ вновь добиваются отсутствия показаний гальванометра и производят отсчет U_x. В качестве резисторов $R_н$ и $R_к$ используют соответственно образцовую катушку

и магазин сопротивлений, что обеспечивает возможность измерения очень малых напряжений при погрешности измерений порядка сотых долей процента.

При измерении напряжений, превышающих предел измерений потенциометра $U_п$, применяют делитель напряжения, состоящий из нескольких последовательно соединенных резисторов; с его помощью на вход прибора подают строго определенную часть напряжения U_x. Например, для расширения предела измерений до значений $10U_п$ и $100U_п$ делитель должен содержать три резистора с сопротивлениями $R_1 = 0{,}01R$; $R_2 = 0{,}09R$ и $R_3 = 0{,}9R$. Полное сопротивление делителя $R = R_1 + R_2 + R_3$ выбирается достаточно большим, чтобы

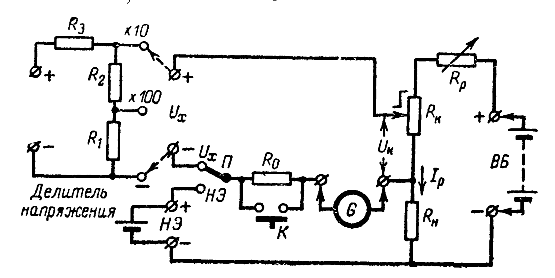


Рис. 3-6. Упрощенная схема потенциометра постоянного тока с делителем напряжения.

не создавать заметной нагрузки для источника измеряемого напряжения.

Потенциометры постоянного тока широко применяются для очень точных (прецизионных) измерений косвенным методом токов (§ 3-1) и сопротивлений при проверке измерителей тока и сопротивлений высокой точности.

3-7. ЛАМПОВЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ

Применение усилителя постоянного тока на электронной лампе позволяет создать вольтметр, имеющий очень высокое входное сопротивление на всех пределах измерений как высоковольтных, так и низковольтных.

Простейшая схема лампового вольтметра приведена на рис. 3-7. На управляющую сетку триода через резистор утечки R_1 сопротивлением порядка десятков мегом подается отрицательное напряжение смещения U_{c0}, сдвигающее рабочую точку на анодно-сеточной характеристике лампы влево в область отсутствия сеточных токов. Если измеряемое напряжение $U_x = 0$, то через магнитоэлектрический измеритель $И$, включенный в цепь анодного тока, будет протекать ток «покоя» I_{a0}. При подаче на сетку напряжения U_x в зависимости от полярности его происходит увеличение или уменьшение анодного тока I_{a0}; при этом шкалу измерителя можно проградуировать в значениях U_x.

Наличие тока I_{a0} уменьшает рабочий участок шкалы измерителя и препятствует применению высокочувствительных измерителей, необходимых для измерения малых напряжений. Поэтому в ламповых вольтметрах начальный ток через измеритель обычно уменьшают до нуля. В большинстве вольтметров установка «нуля» производится пропусканием через измеритель компенсирующего тока I_0, равного по величине, но противоположного по направлению току I_{a0}. Ток I_0 создается под действием напряжения U_0, источником которого может являться специальная батарея (элемент), батарея накала (при питании цепи накала постоянным током) или источник анодного питания (при использовании делителя напряжения к нему, как это показано на рис. 3-8). Точная установка стрелки измерителя на нуль шкалы производится перед началом измерений изменением сопротивления R_0, максимальную величину которого выбирают из условия

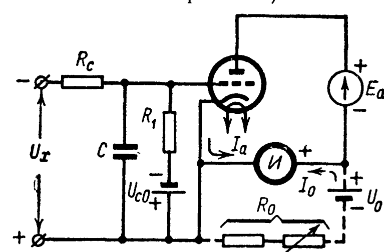


Рис. 3-7. Простейшая схема лампового вольтметра постоянного тока.

$$R_0 \geqslant \frac{1,2U_0}{I_{a0}}. \qquad (3\text{-}11)$$

Сопротивление резистора R_0 должно значительно превышать внутреннее сопротивление измерителя, чтобы не снижать заметно чувствительность последнего. Увеличение требуемой величины R_0 достигается повышением напряжения U_0. С целью ограничения компенсирующего тока часть сопротивления R_0 часто выполняется постоянной.

Полярность включения измерителя в анодную цепь лампы определяет полярность измеряемых вольтметром напряжений. При полярности измерителя, указанной на рис. 3-7, вольтметр будет измерять напряжения, подводимые к сетке отрицательным полюсом и вызывающие уменьшение анодного тока лампы. Такой вольтметр при любой величине измеряемого напряжения работает без сеточных токов. Его входное сопротивление в основном определяется суммой сопротивлений $R_c + R_1$, сопротивлением изоляции между сеточным и катодным выводами ламповой панельки, а также между входными зажимами прибора. Входное сопротивление может достигать десятков и даже сотен мегом. Кроме того, подобные вольтметры практически не боятся перегрузок, при которых ток через измеритель не превышает значения $I_0 = I_{a0}$, так как уменьшение анодного тока под действием отрицательного входного напряжения возможно только до нуля.

При полярности включения измерителя, обратной показанной на схеме, вольтметр может измерять положительные напряжения. Такой вольтметр чувствителен к перегрузкам, и при чрезмерно большой величине входного напряжения возрастание анодного тока может привести к порче измерителя. Кроме того, при значениях U_x, близких к напряжению смещения U_{c0} или превышающих его, появляется сеточный ток, вызывающий резкое уменьшение входного сопротивления прибора. Поэтому вольтметры чаще рассчитываются на измерение отрицательных напряжений. Для ограничения перегрузки

прибора при случайной подаче на входные зажимы большого положительного напряжения в цепь сетки включают резистор R_c сопротивлением порядка нескольких мегом. Этот же резистор R_c и конденсатор C (емкостью порядка сотых долей микрофарады) образуют фильтр, устраняющий возможность воздействия на вольтметр переменных напряжений, которые могли бы вызвать неверные показания измерителя. Наиболее пригодны конденсаторы керамические, пленочные и слюдяные, сопротивление изоляции которых очень велико.

Вольтметры, рассчитанные на измерение как отрицательных, так и положительных напряжений, снабжаются переключателем, позволяющим изменять полярность включения измерителя. При этом предельные значения отрицательного и положительного измеряемых напряжений могут оказаться различными, вследствие того что статическая характеристика лампы в значительной своей части нелинейна. Применение для отсчета одной шкалы возможно лишь при выборе рабочей точки на прямолинейном участке характеристики, высокочувствительном измерителе и малом, порядка десятых долей вольта, пределе измерений.

Недостатками рассмотренной схемы вольтметра являются: ограниченный предел измерений, нелинейность шкалы, неустойчивость установки «нуля», большая погрешность измерений при отклонении напряжений питания от расчетных значений, необходимость в нескольких источниках питания.

Электронные вольтметры постоянного тока работают обычно на триодах; многосеточные лампы применяются реже и, как правило, в триодном включении. В некоторых любительских конструкциях вместо стрелочного измерителя используются электронносветовые индикаторы типа 6Е5С *.

3-8. ЛАМПОВЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

На рис. 3-8 приведены схемы вольтметров, качественные показатели которых улучшены посредством включения анодной нагрузки и применения отрицательной обратной связи. Для этой цели в анодной и катодной цепях лампы включены резисторы $R_а$ и $R_к$, общее сопротивление которых для различных схем лежит в пределах от сотен ом до нескольких мегом. Начальный анодный ток $I_{а0}$ создает на резисторе $R_к$ падение напряжения $U_{к0} = I_{а0}R_к$, которое через резистор R_1 подается на сетку лампы в качестве исходного отрицательного смещения U_{c0}.

Напряжение $U_а$, действующее в анодной цепи лампы, снимается с делителя напряжения, включенного параллельно источнику анодного питания, что позволяет использовать последний для установки нуля измерителя. Общее сопротивление делителя $R_2 + R_3 + R_4$ обычно не превышает нескольких десятков килоом.

Таким образом, сопротивление анодной нагрузки лампы, которое обозначим через $R_{а.к}$, в общем случае слагается из сопротивлений резисторов $R_а$, $R_к$, схемы питания и измерителя. Для каждого данного значения $R_{а.к}$ зависимость анодного тока триода от напряже-

* «Радио», 50—7—59, 51—10—41, 56—8—46, 64—11—60

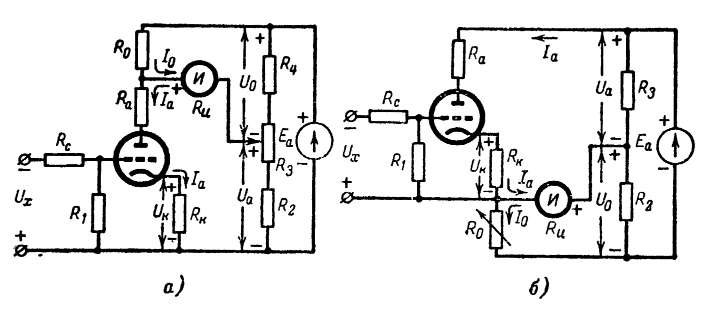


Рис. 3-8. Схемы ламповых вольтметров постоянного тока с отрицательной обратной связью.

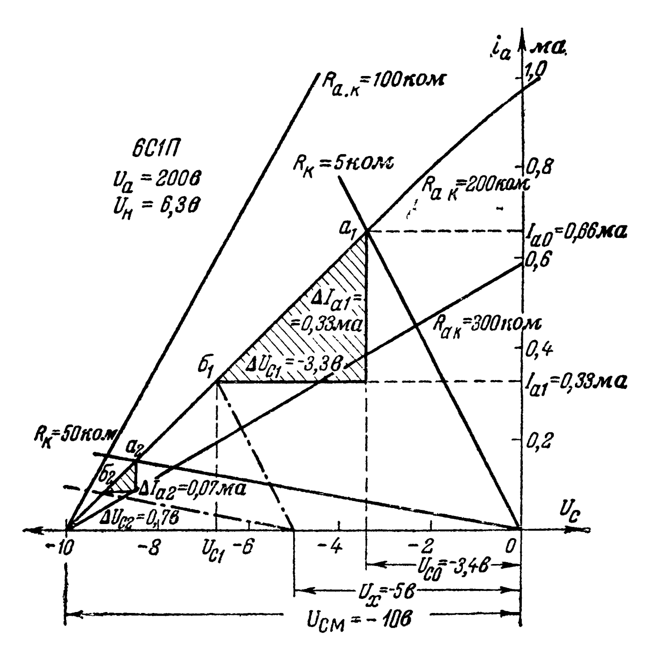


Рис. 3-9. Определение рабочего режима вольтметра по его динамической характеристике и характеристике обратной связи.

ния на его сетке выражается соответствующей динамической характеристикой (рис. 3-9). С увеличением $R_{а\cdotк}$ эти характеристики спрямляются и становятся более пологими. На рис. 3-9 прямыми наклонными линиями, проходящими через начало координат, для различных сопротивлений $R_к$ представлены характеристики обратной

связи, выражающие зависимость напряжения смещения на управляющей сетке от анодного тока лампы и определяемые формулой

$$U_с = -U_к = -I_а R_к. \qquad (3\text{-}12)$$

Чем больше сопротивление $R_к$, тем сильнее наклонены характеристики обратной связи к горизонтальной оси.

Предположим, что $R_{а.к} = 200$ *ком*, а $R_к = 5$ *ком*. Так как рабочий режим вольтметра при отсутствии измеряемого напряжения должен одновременно удовлетворять как динамической характеристике, так и характеристике обратной связи, точка пересечения этих характеристик a_1 определяет исходное смещение на управляющей сетке $U_{с0} = -3{,}4$ *в* и соответствующий ему анодный ток $I_{а0} = 0{,}66$ *ма*.

Для компенсации начального анодного тока, протекающего в цепи измерителя, используются напряжение U_0, снимаемое с части делителя напряжения, и сопротивление $R_0 \approx U_0/I_{а0}$. Установка «нуля» может производиться различными способами, например изменением напряжения U_0 (рис. 3-8, *а*) или сопротивления R_0 (рис. 3-8, *б*). Схема установки «нуля» по существу превращает вольтметр в мост постоянного тока, в одну диагональ которого включен источник питания, а в другую — измеритель *И* (§ 10-10). Установка «нуля» заключается в уравновешивании моста, которое в общем случае может производиться изменением отношения сопротивлений двух смежных плеч (рис. 3-8, *а*) или изменением сопротивления одного из плеч моста (рис. 3-8, *б*). Измеряемое напряжение U_x, воздействуя на управляющую сетку, изменяет внутреннее сопротивление лампы R_i; это приводит к нарушению равновесия моста и отклонению стрелки измерителя.

При неуравновешенном мосте величина тока в цепи измерителя зависит от э. д. с. $E_а$ источника анодного питания, сопротивлений плеч и сопротивления измерителя $R_и$ и определяется весьма сложной формулой, аналогичной формуле (10-48). Если полное сопротивление основного плеча $R_а + R_i + R_к$ значительно превышает сопротивления других плеч, а $R_0 \gg R_и$, то можно считать, что ток через измеритель примерно равен приращению анодного тока, т. е. разности токов $I_а - I_{а0}$.

Измеряемое напряжение U_x, поданное на сетку лампы, вызывает изменение ее анодного тока $I_а$. При отрицательном значении U_x анодный ток уменьшается, что приводит к снижению напряжения $U_к = I_а R_к$, подаваемого на сетку лампы в качестве отрицательного смещения. При положительном U_x анодный ток и отрицательное смещение на сетке возрастают. Следовательно, в результате действия отрицательной обратной связи при изменении напряжения U_x напряжение на сетке изменяется на величину, меньшую, чем U_x. При этом характеристика обратной связи определяется формулой

$$U_с = -I_а R_к + U_x. \qquad (3\text{-}13)$$

Новая характеристика оказывается смещенной по горизонтали параллельно исходной характеристике, проходящей через начало координат, на величину U_x. Пересечение новой характеристики обратной связи, изображенной на рис. 3-9 штрих-пунктиром для $U_x = -5$ *в*, с динамической характеристикой в точке $б_1$ определяет новые величины смещения $U_{с1} = -6{,}7$ *в* и анодного тока $I_{а1} = 0{,}33$ *ма*.

Из рис. 3-9 видно, что при $R_к = 5$ *ком* напряжение $U_x = -5$ *в* приводит к изменению напряжения на сетке на величину $\Delta U_{с1} =$

$= -3{,}3$ *в* при одновременном уменьшении анодного тока на величину $\Delta I_{a1} = -0{,}33$ *ма*. На этом же рисунке проведено соответствующее построение для резистора сопротивлением $R_к = 50$ *ком*. В этом случае при том же $U_x = -5$ *в* напряжение на сетке изменяется всего на $-0{,}7$ *в* при уменьшении анодного тока на 0,07 *ма*. Следовательно, увеличение сопротивления $R_к$ уменьшает чувствительность вольтметра. Это, с одной стороны, создает возможность расширения предела измерений в сторону бо́льших напряжений, а с другой — делает режим работы вольтметра более стабильным, уменьшая зависимость показаний от возможных колебаний напряжений питания и изменения параметров лампы при ее старении или замене. Например, понижение анодного тока, вызванное уменьшением анодного напряжения, напряжения накала или крутизны характеристики лампы, частично компенсируется уменьшением смещения на сетке лампы.

При известных сопротивлениях $R_{а.к}$ и $R_к$ и выбранном измерителе предел измерений вольтметра имеет вполне конкретное значение, приближенно определяемое формулой

$$U_п \approx \pm I_и \left(\frac{1}{S_д} + R_к\right), \qquad (3\text{-}14)$$

где $I_и$ — ток полного отклонения измерителя, а $S_д$ — крутизна динамической характеристики; последнюю можно рассчитать, пользуясь графиком на рис. 3-9:

$$S_д = \frac{\Delta I_{a1}}{\Delta U_{c1}} = \frac{\Delta I_{a2}}{\Delta U_{c2}}. \qquad (3\text{-}15)$$

Например, при $R_{а.к} = 200$ *ком*; $R_к = 20$ *ком*; $I_и = 0{,}2$ *ма* и лампе 6С1П получаем: $S_д = 0{,}33/3{,}3 = 0{,}1$ *ма/в*; $U_п \approx \pm 6$ *в*.

Анализ формулы (3-14) показывает, что вольтметр будет иметь наименьший предел измерений, равный $I_и/S_д$, при отсутствии обратной связи, т. е. при $R_к = 0$. Предел измерений увеличивается с ростом сопротивления $R_к$ и понижением чувствительности измерителя. При этом максимальный предел измерений отрицательных напряжений ограничивается значением, соответствующим началу динамической характеристики ($U_{с.м} = -10$ *в*), в то время как наибольший положительный предел измерений может достигать сотен вольт.

При выбранном пределе измерений $U_п$ необходимое сопротивление катодного резистора приближенно определяется формулой

$$R_к \approx \frac{|U_п|\, S_д - I_и}{I_и S_д}. \qquad (3\text{-}16)$$

Например, при $S_д = 0{,}1$ *ма/в* и $I_и = 0{,}5$ *ма* для получения предела измерений $U_п = 50$ *в* нужно взять сопротивление $R_к \approx 90$ *ком*.

Если сопротивление анодной нагрузки $R_а = 0$, то усилитель постоянного тока вольтметра превращается в катодный повторитель. При достаточно большой величине $R_к$ (порядка десятков килоом), что необходимо для обеспечения хорошей линейности характеристики, можно считать $R_{а.к} \approx R_к$. В таких схемах цепь измерителя часто присоединяется между катодом лампы и делителем анодного напряжения, а для получения требуемого предела измерений последовательно с измерителем включают добавочный резистор $R_д$. Если взять $R_д \gg R_к$, то в силу свойств катодных повторителей можно

считать, что изменение напряжения на резисторе $R_к$, а следовательно, и на концах индикаторной диагонали примерно равно входному напряжению U_x; это позволяет расчет сопротивления $R_д$ производить по формуле (3-2).

Общим недостатком всех одноламповых схем вольтметров является дрейф нуля, т. е. неустойчивость установки нуля, произведенной перед началом измерений. Причиной дрейфа является изменение в процессе работы внутреннего сопротивления одного из плеч моста — лампы из-за возможных колебаний напряжений питания и внешних условий.

Точность измерений и стабильность действия вольтметра значительно повышаются при работе его по балансной схеме, один из вариантов которой приведен на рис. 3-10. Схема содержит две однотипные лампы (обычно двойной триод с раздельными катодами),

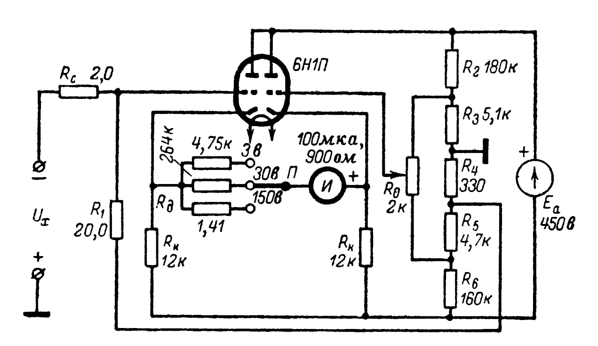


Рис. 3-10. Схема балансного лампового вольтметра постоянного тока.

специально подобранные по идентичности их параметров и включенные в смежные плечи моста. Отклонение стрелки измерителя определяется разностью анодных токов ламп. Так как изменение напряжений питания и внешних условий вызывает примерно одинаковое изменение анодных токов обеих ламп, то установка нуля, произведенная подбором постоянного потенциала на сетке правого (по схеме) триода, становится более устойчивой. В общем случае предельное измеряемое напряжение определяется формулой

$$U_п \approx \frac{I_и}{S}\left[2SR_к + \frac{R_д + R_и}{R_к} + \frac{R_д + R_и}{R_i}(\mu + 1)\right], \quad (3\text{-}17)$$

где S, R_i и μ — параметры лампы. Например, при работе вольтметра на двойном триоде 6Н4П ($S = 1{,}85$ *ма/в*; $R_i = 21{,}6$ *ком*; $\mu = SR_i = 40$) с микроамперметром М24 ($I_п = 100$ *мка*; $R_и = 3$ *ком*) и выборе сопротивлений $R_к = 20$ *ком* и $R_д = 97$ *ком* получаем $U_п \approx 14{,}5$ *в*.

Еще лучшие результаты получаются в четырехламповых балансных схемах, принципиально отличающихся от приведенной на рис. 3-10 лишь заменой триодами катодных резисторов $R_к$.

3-9. МНОГОПРЕДЕЛЬНЫЕ ЛАМПОВЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Для практических целей наиболее удобны вольтметры, имеющие широкие пределы измерений от десятых долей вольта до сотен и тысяч вольт, пригодные для измерения как малых напряжений (например, напряжений смещения), так и высоких, действующих в анодных цепях радиоламп и электроннолучевых трубок[1].

В многопредельном электронном вольтметре, наибольший предел измерений которого не превышает 100—200 *в*, переход от одного предела к другому можно осуществить переключением резисторов $R_к$ в цепи катода. При $R_а = 0$ сопротивление анодной нагрузки $R_{а.к}$, слагающееся из сопротивлений измерителя, цепи питания и $R_к$, на каждом пределе будет различным. Достоинством подобной схемы вольтметра является ее высокая чувствительность на самом низковольтном пределе измерений, который может иметь минимальное при данном измерителе значение. Недостатком такой схемы является изменение динамической характеристики лампы при переключении пределов. Это создает необходимость применения отдельной шкалы для каждого предела, причем на низковольтных пределах шкалы будут неравномерными из-за приближения динамической характеристики лампы к статической. Кроме того, при переключении пределов будет изменяться начальный анодный ток $I_{а0}$, что потребует усложнения схемы установки нуля.

Чтобы динамическая характеристика лампы не изменялась, надо переход с одного предела измерений на другой производить посредством изменения соотношения между сопротивлениями $R_к$ и $R_а$ при неизменном общем сопротивлении цепи анодного тока $R_{а.к}$. Схема подобного многопредельного вольтметра, работающего на одном из триодов лампы 6Н2П, представлена на рис. 3-11 (второй триод можно использовать в диодном включении в качестве выпрямительной лампы схемы анодного питания). Работа при пониженном до 5,5 *в* напряжении накала увеличивает срок службы лампы в несколько раз, что весьма существенно, так как при замене лампы может потребоваться регулировка вольтметра для восстановления его градуировки.

Расчет схемы вольтметра производится, исходя из условия обеспечения на всех пределах одинакового режима работы, характеризуемого одной и той же рабочей точкой на прямолинейном участке динамической характеристики. Это обеспечивает отсчет на всех кратных пределах по одной и той же шкале, имеющей почти равномерный характер. На самом низковольтном пределе измерений (3 *в*) сопротивление $R_к$ невелико, и характеристика обратной связи, имеющая значительную крутизну, пересекается с динамической характеристикой несколько правее выбранной рабочей точки; поэтому для получения требуемого режима на сетку лампы нужно подать небольшое отрицательное смещение. На других пределах измерений характеристика обратной связи имеет меньшую крутизну и пересекается с динамической характеристикой левее рабочей точки. Для получения номинального режима на сетку лампы приходится подавать положительное смещение, требуемая величина которого увеличивается с возрастанием предела измерений. Для обеспечения необходимых напря-

[1] «Радио», 54—6—57.

жений смещения и напряжения установки нуля U_0 к источнику анодного питания подключен делитель напряжения, выполненный из шести последовательно соединенных резисторов. Постоянные напряжения смещения снимаются с делителя посредством переключателя $П_3$, сопряженного в общем блоке с переключателями пределов измерений $П_1$ и $П_2$. Точной регулировкой этих напряжений при помощи потенциометра R_{27} производится установка нуля измерителя при $U_x = 0$.

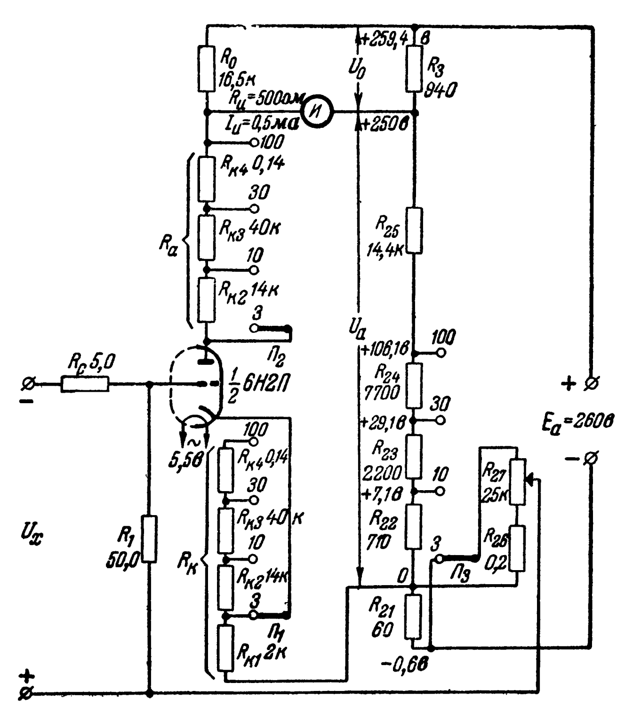


Рис. 3-11. Схема многопредельного лампового вольтметра постоянного тока.

Регулировка вольтметра заключается в том, что на его вход после предварительной установки нуля подают постоянное напряжение, равное установленному пределу измерений и контролируемое с помощью образцового вольтметра магнитоэлектрической системы. Затем подгоняют сопротивление резистора $R_к$ в цепи катода так, чтобы получить отклонение стрелки измерителя на всю шкалу. Регулировку начинают с самого низковольтного предела измерений. Измеритель вольтметра снабжается двумя шкалами: на 3 и 10 *в*. На пределах 30 и 100 *в* следует убедиться в правильности отсчета по кратным им шкалам при использовании множителя 10. Наиболее высокая точность измерений и стабильность градуировки имеют место

при работе на самом высоковольтном пределе, который характеризуется сильной отрицательной обратной связью.

Для удобства пользования вольтметром желательно, чтобы установка нуля, произведенная на одном пределе, сохранялась при переходе на другие пределы измерений. При достаточно стабильном напряжении питания это может быть достигнуто, если резисторы делителя напряжения питания R_{21}, R_{22}, R_{23} и R_{24} выполнить в виде подстроечных потенциометров. Тогда ручку потенциометра R_{27} устанавливают в среднее положение, затем поочередно на каждом пределе при $U_x = 0$ находят и фиксируют положение ползунка соответствующего подстроечного потенциометра, при котором стрелка измерителя устанавливается на нуль.

Недостатком рассмотренной схемы является ее относительная сложность. Схему можно упростить, исключив секцию $П_2$ переключателя, если взять $R_а = 0$. В этом случае для каждого предела измерений вольтметр должен иметь отдельную шкалу.

Наиболее простыми являются многопредельные вольтметры, работающие по балансным схемам, аналогичным приведенной на рис. 3-10. Изменение пределов измерений производится переключением добавочных резисторов $R_д$ в цепи измерителя без нарушения режима установки нуля. В зависимости от параметров лампы и измерителя, величины $R_к$ и требуемого предельного напряжения $U_п$ необходимое сопротивление резистора $R_д$ приближенно определяется по формуле

$$R_д \approx \frac{SR_к (U_п - 2I_и R_к)}{I_и \left(1 + SR_к + \frac{R_к}{R_i}\right)} - R_и \qquad (3\text{-}18)$$

и точно подгоняется при налаживании прибора.

В схемах вольтметров сопротивление резистора утечки R_1, определяющее их входное сопротивление, не превышает нескольких десятков мегом. При наличии сеточного тока $I_с$ на этом резисторе создается падение напряжения $I_с R_1$, изменяющее смещение на сетке лампы; в результате возникает дополнительная, трудно учитываемая (вследствие дрейфа сеточного тока) погрешность измерений, возрастающая с увеличением R_1. При подключении вольтметра к исследуемому участку цепи, сопротивление которого обычно значительно ниже R_1, сеточный ток создает на нем дополнительное падение напряжения, во много раз меньшее $I_с R_1$, что эквивалентно нарушению первоначальной установки нуля. Признаком наличия сеточного тока является разница в установке нуля при разомкнутых и короткозамкнутых входных зажимах вольтметра. В ряде случаев погрешность заметно уменьшается, если установку нуля производить при короткозамкнутых входных зажимах или подключении к исследуемой цепи, находящейся в обесточенном состоянии.

Ток сетки, вызванный попаданием на нее электронов, появляется при напряжении на сетке выше —2 *в*. Исключение этого тока достигается при сильной отрицательной обратной связи или подаче на сетку лампы постоянного отрицательного смещения (в схеме на рис. 3-10 — с резистора R_4). Но даже при отрицательном напряжении на сетке может появиться сеточный ток обратного направления, обусловленный попаданием на сетку ионов, возникающих при иони-

зации электронами остаточных газов в лампе. Ионный ток уменьшается с понижением анодного напряжения и напряжения накала.

При недостаточной электрической изоляции сетки от других электродов и корпуса прибора появляется ток утечки сетки. Ток утечки становится пренебрежимо малым при хорошей изоляции между зажимами вольтметра, применении бесцокольной лампы и фарфоровой ламповой панельки, тщательной изоляции проводов сеточной цепи.

Для повышения устойчивости работы в большинстве электронных вольтметров, питаемых от сети переменного тока, производят стабилизацию напряжения питания со стороны переменного или выпрямленного напряжения.

3-10. ЛАМПОВЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ДЕЛИТЕЛЯМИ НАПРЯЖЕНИЯ

Возрастание напряжения питания, необходимого для обеспечения рабочего режима, ограничивает максимальный предел измерений вольтметра с отрицательной обратной связью напряжениями порядка 100—300 *в*.

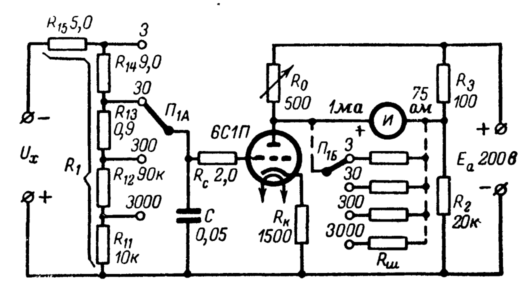


Рис. 3-12. Схема лампового вольтметра постоянного тока с входным делителем напряжения.

Возможным способом расширения предела измерений в сторону бо́льших напряжений является применение делителя напряжений (рис. 3-12). При этом схема вольтметра рассчитывается на предел измерений $U_{п.н}$, равный минимальному заданному пределу или меньший его. Делитель напряжения, состоящий из нескольких последовательно соединенных резисторов и переключателя, позволяет подавать на сетку лампы все измеряемое напряжение или строго определенную часть его[1].

Порядок расчета делителя напряжения рассмотрим на примере задачи 3-4.

Задача 3-4. Рассчитать делитель напряжения на пределы $U_{п1} = 3$ *в*; $U_{п2} = 30$ *в*; $U_{п3} = 300$ *в* и $U_{п4} = 3\,000$ *в* к вольтметру, имеющему предел измерений $U_{п.н} = 2$ *в*.

---

[1] «Радио», 51—6—50, 54—1—58, 55—7—61, 64—10—53, 66—6—56.

Решение

1. Полное сопротивление делителя R_1 определяет входное сопротивление вольтметра, поэтому оно должно быть большой величины. Однако следует учитывать, что при чрезмерном увеличении сопротивления R_1, которое к тому же является сопротивлением утечки лампы, затрудняется подбор отдельных резисторов делителя и возможно сильное возрастание погрешности измерений (особенно на низковольтных пределах) из-за появления дополнительного напряжения смещения на сетке лампы в случае возникновения даже очень малого сеточного тока.

Выбираем $R_1 = 15$ *Мом*.

2. На любом пределе при подаче на делитель предельного напряжения $U_п$ к сетке лампы должно подводиться напряжение $U_{п.н} = 2$ *в*. Для этого сопротивление участка делителя, с которого снимается напряжение на сетку лампы, должно иметь величину

$$R = R_1 \frac{U_{п.н}}{U_п}. \quad (3\text{-}19)$$

Следовательно,

$$R_{11} = R_1 \frac{U_{п.н}}{U_{п4}} = 15\,000 \cdot \frac{2}{3\,000} = 10 \text{ ком};$$

$$R_{11} + R_{12} = R_1 \frac{U_{п.н}}{U_{п3}} = 15\,000 \cdot \frac{2}{300} = 100 \text{ ком},$$

откуда

$$R_{12} = (R_{11} + R_{12}) - R_{11} = 90 \text{ ком}.$$

Соответственно находим: $R_{13} = 0{,}9$ *Мом*; $R_{14} = 9$ *Мом*. Сопротивление резистора

$$R_{15} = R_1 - (R_{11} + R_{12} + R_{13} + R_{14}) = 5 \text{ Мом}$$

необходимо потому, что $U_{п1} > U_{п.н}$. Наличие R_{15} полезно в том отношении, что на низковольтных пределах измерений оно уменьшает влияние емкости входной цепи вольтметра на исследуемую цепь. Этот резистор иногда включается в щуп соединительного провода вольтметра.

3. Градуировка шкалы вольтметра проводится для предела $U_{п1} = 3$ *в*. На других пределах отсчет по шкале умножается на 10, 100 или 1 000. Регулировка делителя заключается в подборе резисторов такого сопротивления, при которых поданному на вход предельному напряжению соответствует отклонение стрелки измерителя на всю шкалу. Регулировку начинают с подбора резистора R_{14} на пределе 3 *в*. Затем на пределе 30 *в* подгоняют резистор R_{13}, на пределе 300 *в* — R_{12} и на пределе 3 000 *в* — R_{11}. В том случае, если не удается точно подобрать необходимые сопротивления резисторов делителя, индивидуальная подгонка пределов измерений может быть произведена с помощью проволочных шунтов $R_ш$, включаемых параллельно измерителю второй секцией переключателя $П_1$, как это показано пунктиром на рис. 3-12.

Достоинствами вольтметра с делителем напряжения являются простота схемы, одинаковый режим работы лампы на всех пределах, обеспечивающий использование для отсчета одной общей шкалы, и возможность применения измерителя малой чувствительности вследствие работы при сравнительно слабой обратной связи. Недостатками такого вольтметра являются уменьшение входного сопротивления и понижение точности измерений вследствие временно́й нестабильности высокоомных непроволочных резисторов делителя. Большое входное сопротивление при высокой точности и широких пределах измерений можно получить, если напряжение, подводимое к однопредельному ламповому вольтметру, снимать со сравнительно низкоомного проволочного делителя напряжения, включенного в качестве нагрузки входного катодного повторителя (рис. 3-13).

Делитель напряжения может быть применен и к многопредельному ламповому вольтметру. Например, с помощью делителя предел измерений вольтметра, работающего по схеме на рис. 3-10, можно расширить до 1 000 и 3 000 *в*.

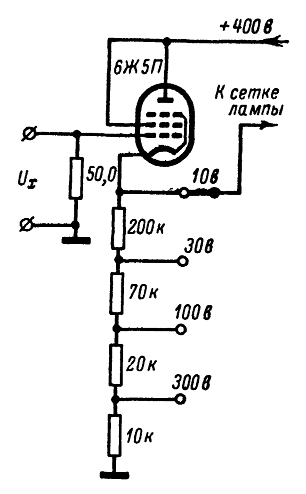


Рис. 3-13. Схема входного катодного повторителя с делителем напряжения к ламповому вольтметру.

3-11. ЛАМПОВЫЕ МИЛЛИВОЛЬТМЕТРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В однокаскадном ламповом вольтметре наименьший возможный предел измерений $U_{п.н}$ даже при использовании чувствительного измерителя на 50—100 *мка* оказывается порядка десятых долей вольта, а практически достигает нескольких вольт из-за необходимости применения отрицательной обратной связи для улучшения линейности шкалы и повышения устойчивости работы. Ламповые милливольтметры постоянного тока содержат один или несколько каскадов предварительного усиления постоянного напряжения, что позволяет даже при сравнительно малочувствительном измерителе измерять весьма малые напряжения. Например, трехкаскадный милливольтметр, работающий на лампах с коэффициентом усиления $\mu = 80 \div 100$ при измерителе на 10 *ма*, пригоден для измерения напряжений порядка милливольт. Первый каскад обычно выполняется по схеме катодного повторителя с высокоомной нагрузкой в цепи катода́ (порядка мегом), что обеспечивает большое входное сопротивление прибора и делает сеточный ток пренебрежимо малым. При необходимости расширения предела измерений в сторону бо́льших напряжений применяют входные делители напряжения. Главный недостаток этих приборов — пониженная точность измерений вследствие заметного проявления дрейфа нуля.

В некоторых милливольтметрах осуществляется преобразование измеряемого постоянного напряжения в пропорциональное ему переменное (с частотой порядка десятков или сотен герц) посредством

электромеханического или электронного преобразователя с последующим калиброванным усилением переменного напряжения и выпрямлением его для целей индикации (измерения) [1]; при этом погрешность измерений может быть снижена до нескольких процентов.

3-12. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Значительное повышение входного сопротивления вольтметра постоянного тока может быть достигнуто при использовании в нем высокочувствительного (с током полного отклонения порядка нескольких микроампер) электронного микроамперметра с транзисторным усилителем постоянного тока [2] (§ 2-6). На рис. 3-14 приведена схема транзисторного вольтметра, за основу которой взята схема микроамперметра (рис. 2-9, *б*). При указанных на схеме данных ток полного отклонения электронного микроамперметра составляет

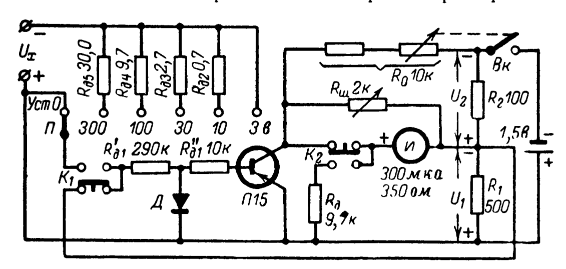


Рис. 3-14. Схема транзисторного вольтметра с калибратором шкалы.

10 *мка*, что обеспечивает относительное входное сопротивление вольтметра 100 *ком/в*. Расчет сопротивлений добавочных резисторов производится по формуле (3-2), причем внутренним сопротивлением микроамперметра можно пренебречь На пределе 3 *в* добавочным является сопротивление $R'_{д1} + R''_{д1}$, которое входит в состав добавочных сопротивлений всех других пределов. Диод *Д* предохраняет транзистор от повреждения при случайной подаче на вход прибора большого положительного напряжения.

Перед началом измерений производится установка нуля вольтметра при помощи реостата R_0, который совмещен с включателем питания; при этом переключатель пределов *П* ставится в положение *Уст.0* и нажимается кнопка K_1. Перед измерениями выполняется также калибровка шкалы вольтметра с целью компенсации влияния напряжения питания и внешних условий (в особенности температуры) на параметры транзистора. Для этой цели используется напряжение U_1, снимаемое с резистора R_1 делителя напряжения, которое при нажатии кнопки K_2 измеряется по трехвольтовой шкале магнитоэлектрического вольтметра, образованного измерителем *И* и добавочным резистором $R_д$. При отжатых кнопках K_2 и K_1 это же напряжение U_1 подается на трехвольтовый вход транзисторного вольтмет-

---

[1] «Радио», 55—10—41, 61—2—58, 65—5—57, 65—11—60.
[2] «Радио», 59—8—12, 59—10—55, 62—4—32, 63—9—57.

ра и реостатом $R_ш$ добиваются прежнего показания измерителя Точность измерений на других пределах зависит от точности подбора и стабильности высокоомных добавочных резисторов.

Измерение напряжений производится при нажатой кнопке K_1. Отклонение стрелки измерителя при отжатой кнопке K_1 является признаком включения питания на прибор. Коммутацию можно выполнить и другим способом, т. е. калибровку шкалы производить при нажатии кнопки K_1, а измерение — при отжатой кнопке, однако при этом будет отсутствовать постоянная индикация включения питания.

При использовании двухкаскадного усилителя постоянного тока, выполненного, например, по схеме на рис. 2-9, *в*, ток полного отклонения прибора может быть снижен до 1 *мка* при возрастании относительного входного сопротивления до 1 *Мом/в*. Такой прибор будет иметь достаточно высокое входное сопротивление и на низковольтных пределах измерений порядка 10—100 *мв*.

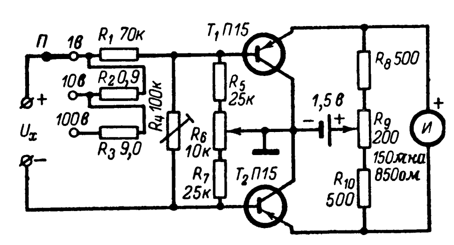


Рис. 3-15. Схема транзисторного вольтметра с балансным усилителем постоянного тока.

С целью повышения устойчивости установки нуля усилитель постоянного тока часто выполняют по балансной схеме, один из вариантов которой представлен на рис. 3-15. Здесь измеритель включен в схему моста постоянного тока, двумя плечами которого являются сопротивления участков эмиттер — коллектор транзисторов T_1 и T_2. Транзисторы, которые подбираются возможно более идентичными по параметрам, включены по схемам эмиттерных повторителей (с общим коллектором), что улучшает линейность шкалы. Установка нуля производится потенциометром R_9. Подстроечным потенциометром R_6 при налаживании вольтметра осуществляется уравнивание токов баз транзисторов установкой нуля измерителя при среднем положении ползунка потенциометра R_9. Подстроечный резистор R_4 используется при калибровке вольтметра для подгонки чувствительности по току его усилительной части к номинальному значению. Повышение чувствительности вольтметра достигается тем, что измеряемое напряжение U_x воздействует одновременно на входные электроды обоих транзисторов, создавая на них потенциалы различных знаков; в результате внутреннее сопротивление транзистора T_1 увеличивается, а транзистора T_2 уменьшается, что усиливает разбаланс моста. С целью уменьшения влияния различных наводок общую точку коллекторов обычно соединяют с корпусом. Поэтому при измерениях нельзя допускать соединения корпусов объекта измерений и вольтметра, так как это может привести к замыканию части схемы вольтметра.

В транзисторных вольтметрах, как и в ламповых, различные пределы измерений можно получить посредством изменения отрицательной обратной связи, например переключением резисторов нагрузки эмиттерного повторителя или включением добавочных резисторов в цепь измерителя. При этом вольтметр будет иметь на всех пределах одинаковое входное сопротивление, которое, однако, не превысит 1 *Мом* и в ряде случаев может оказаться недостаточным.

3-13. ЦИФРОВЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ

В цифровых вольтметрах измеряемое напряжение отсчитывается по цифровому индикатору в виде дискретного числа из нескольких значащих цифр. Этим устраняются ошибки субъективного характера, имеющие место при отсчете со шкалы стрелочного измерителя.

Действие вольтметров основано на автоматическом сравнении измеряемого напряжения U_x с известным образцовым напряжением

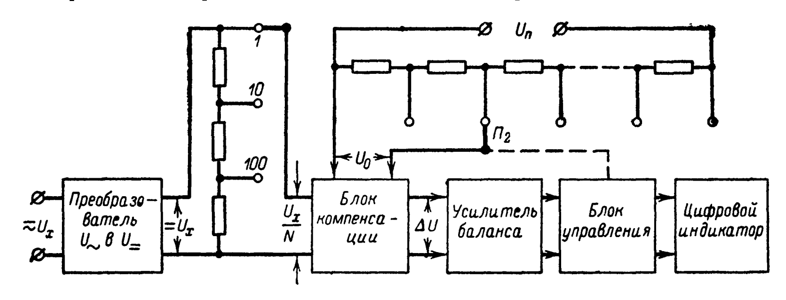


Рис. 3-16. Упрощенная блок-схема электромеханического цифрового вольтметра.

U_0. Это сравнение осуществляется при помощи электромеханической или электронной схемы.

В **электромеханических** вольтметрах для автоматизации измерений используются электромеханические устройства: реле, шаговые искатели, электродвигатели, автоматические потенциометры постоянного тока. Измеряемое напряжение непосредственно, а переменное — после преобразования в постоянное подводится к реостатному делителю напряжения (рис. 3-16). Переключатель $П_1$ автоматически устанавливается в положение, при котором с делителя снимается часть измеряемого напряжения $\frac{U_x}{N} \leqslant U_п$, где $N = 1$, 10, 100 и т. д. — коэффициент деления, а $V_п$ — наименьший верхний предел измерений (например, 10 *в*), равный (или близкий) э. д. с. источника образцового напряжения U_0. Положение переключателя $П_1$ определяет разряд (сотни, десятки, единицы и т. д. вольт) первой значащей цифры на индикаторе. В блоке компенсации напряжения U_x/N и U_0 сравниваются компенсационным методом. Если они не равны, то выделяется разностное напряжение $\Delta U \approx U_0 - \frac{U_x}{N}$, которое после усиления и преобразования в усилителе баланса приводит в действие

автоматику блока управления. Последняя с помощью шагового искателя $П_2$ или группы реле переключает резисторы многодекадного потенциометрического делителя, к которому подключен источник образцового напряжения, до тех пор, пока напряжение U_0 не станет равным U_x/N, а $\Delta U = 0$ с точностью до 1 счета (единицы наименьшего разряда). В соответствии с установкой переключателя $П_2$, определяемого дискретным значением $U_0 \approx U_x/N$, происходит набор числа в цифровом индикаторе.

В электронных цифровых вольтметрах используются элементы импульсной техники. Измерение производится методом совпадения, при котором измеряемое напряжение U_x сравнивается с образцовым напряжением U_0, нарастающим или спадающим по определенному закону до момента их совпадения ($U_0 = U_x$). Величина U_x оценивается по числу калиброванных по времени импульсов,

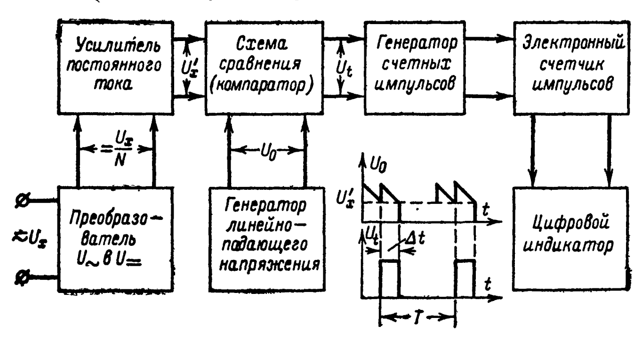


Рис. 3-17. Упрощенная блок-схема электронного цифрового вольтметра.

укладывающихся в интервале времени между двумя соседними совпадениями. Измеряемое напряжение после преобразования его к уровню наименьшего предела U_x/N и усиления до значения U_x' подается на схему сравнения — компаратор (рис. 3-17). При запуске вольтметра к этой же схеме подводится линейно падающее напряжение U_0 и в момент совпадения напряжений U_0 и U_x' происходит срабатывание компаратора, в результате чего напряжение U_0 скачком возвращается к первоначальному значению и начинается новый цикл его изменения. На выходе компаратора создается прямоугольный импульс напряжения U_t, пропорциональный интервалу времени Δt между двумя последовательными совпадениями. Этот импульс отпирает генератор калиброванных импульсов, число которых в течение времени Δt, пропорциональное напряжению U_x, измеряется электронным счетчиком и выдается цифровым индикатором в единицах напряжения.

В качестве индикаторов в вольтметрах применяются цифровые табло с лампочками накаливания или газоразрядными лампами (декатронами), электроннолучевые трубки и другие приборы.

Цифровые вольтметры могут приводиться в действие вручную и давать одноразовое показание при нажатии кнопки либо работают автоматически с запуском от внутреннего или внешнего источника

пусковых импульсов или реле времени, выдавая результаты измерений через установленные интервалы времени T.

Цифровые вольтметры находят применение в качестве универсальных приборов для измерения сопротивлений, емкостей и других электрических величин, которые можно преобразовать в пропорциональное им напряжение постоянного или переменного тока [1].

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ПРИБОРЫ ВЫПРЯМИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ

4-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Приборы выпрямительной системы в основном применяются для измерения токов и напряжений низких (звуковых) частот, например в качестве измерителей выходного напряжения усилительных и радиоприемных устройств или индикаторов нуля мостов переменного тока (§ 11-6). Наряду с приборами электромагнитной и электродинамической систем они применяются для измерения переменных токов и напряжений в цепях питания, обладая по сравнению с последними высокой чувствительностью, многопредельностью и более широким диапазоном рабочих частот, но уступая им в отношении точности измерений и простоты конструкции.

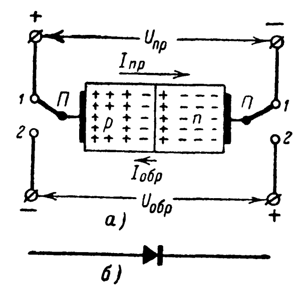


Рис. 4-1. Устройство полупроводникового выпрямителя и его схематическое обозначение.

Действие приборов выпрямительной системы основано на преобразовании с помощью полупроводниковых или электронных выпрямителей измеряемого переменного тока или напряжения в постоянный ток, регистрируемый чувствительным измерителем магнитоэлектрической системы, шкала которого градуируется непосредственно в значениях измеряемой величины. Полупроводниковый выпрямитель (рис. 4-1) состоит из полупроводника, в котором специальным технологическим процессом созданы две области с проводимостью различного характера: дырочной (типа p) и электронной (типа n). В результате диффузии части дырок из области p в область n и части электронов из области n в область p на границе раздела областей возникает тонкий запорный контактный слой (p-n переход), электрическое поле которого препятствует дальнейшему проникновению электрических зарядов из одной области в другую. Основной особенностью полупроводникового выпрямителя является его односторонняя проводимость, которая проявляется в том, что для электрического тока $I_{пр}$, протекающего в прямом направлении от области p к области n, выпрямитель представляет значительно меньшее сопротивление, чем для тока обратного

[1] «Радио», 65—3—51, 66—1—44.

направления $I_{обр}$. Это объясняется тем, что в первом случае (положение *1* переключателей *П*) поле, создаваемое источником напряжения $U_{пр}$, направлено против контактного поля, уменьшая сопротивление *p-n* перехода и способствуя движению зарядов через *p-n* переход. Во втором случае (положение *2* переключателей *П*) внешнее поле совпадает с контактным полем *p-n* перехода, усиливая его действие. Наличие небольшого обратного тока $I_{обр}$ обусловлено тем, что в каждой области полупроводника под действием внешних факторов (температуры, светового и космического излучений и др.) всегда происходит образование из нейтральной структуры некоторого числа свободных электронов и дырок, т. е. появляются неосновные носители электрических зарядов (электроны в области *p* и дырки в области *n*), которые могут свободно перемещаться через *p-n* переход.

Если к выпрямителю приложить переменное напряжение, то в его цепи будет протекать пульсирующий ток, постоянную составляющую которого можно измерить магнитоэлектрическим измерителем. При малых переменных напряжениях (менее 0,1—0,2 *в*) зависимость между током $I_{пр}$ и напряжением $U_{пр}$ соответствует примерно квадратичному закону ($I_{пр} \approx kU_{пр}^2$ где k — коэффициент пропорциональности). С возрастанием напряжения эта зависимость приближается к линейной ($I_{пр} \approx kU_{пр}$). В этом случае показания измерителя будут пропорциональны средневыпрямленному значению приложенного напряжения и шкала напряжений оказывается почти линейной, за исключением начального участка ее, занимающего не более 20% общей длины шкалы.

Режим работы выпрямителя должен выбираться таким, чтобы среднее значение I_0 выпрямленного им тока не превышало допустимого значения $I_{доп}$ (во избежание перегрева выпрямителя), а обратное напряжение на нем $U_{обр}$ не превосходило допустимой величины $U_{доп}$. При $U_{обр} > U_{доп}$ может произойти пробой запорного слоя, в результате чего его сопротивление для тока обратного направления резко уменьшится. Значения $I_{доп}$ и $U_{доп}$ для каждого типа выпрямителя известны по его паспортным данным.

Приборы выпрямительной системы имеют класс точности не выше 1,5. Различные экземпляры полупроводниковых выпрямителей недостаточно однородны по своим характеристикам и параметрам, которые к тому же со временем несколько изменяются. Это затрудняет расчет схемы прибора и вызывает необходимость частой проверки его градуировки в процессе эксплуатации. При замене выпрямителей возможно нарушение градуировки прибора. Вследствие зависимости прямого и обратного сопротивления выпрямителей от температуры приборы имеют заметную температурную погрешность, достигающую 3—4% на 10° С изменения температуры.

До недавнего времени в приборах выпрямительной системы применялись исключительно купроксные (меднозакисные) выпрямители с контактной парой закись меди — медь. Между элементами контактной пары возникает запорный слой, обладающий значительной собственной емкостью (до 200 *пф* на 1 *мм*^{2} контактной поверхности), которая шунтирует выпрямитель и является источником частотной погрешности прибора (порядка 1% на 1 *кгц* изменения частоты). Поэтому приборы с купроксными выпрямителями даже при использовании элементов частотной коррекции применимы на частотах не

выше 5—10 *кгц*. Недостатком купроксных выпрямителей является также малая допустимая величина обратного напряжения (3—5 *в*), что часто приводит к необходимости последовательного включения нескольких выпрямителей.

В современных приборах в качестве выпрямителей используются преимущественно точечные германиевые диоды (серии Д2), которые способны выдерживать обратные напряжения до 150 *в* при удовлетворительной однородности и устойчивости параметров отдельных экземпляров. Площадь точечного контакта имеет порядок 0,0001 *мм²*, поэтому собственная емкость диодов в основном определяется емкостью между выводами, которая не превышает 2 *пф*. Измерительные диоды удовлетворительно работают на частотах до 100—150 *Мгц* и при использовании их в приборах верхняя граница рабочего диапазона частот практически определяется зависимостью от частоты реактивных параметров других элементов схемы — входной цепи, шунтов, добавочных резисторов и т. д.

Кремниевые диоды в измерительных приборах применяются сравнительно редко, так как их внутреннее сопротивление для тока прямого направления значительно больше, чем у германиевых диодов.

В приборах выпрямительной системы могут использоваться и ламповые диоды, которые характеризуются высокой устойчивостью параметров и отсутствием обратного тока. Недостатком таких приборов является необходимость питания цепи накала и компенсации начального анодного тока диодов (§ 4-4).

4-2. ИЗМЕРИТЕЛИ ТОКА ВЫПРЯМИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ

Сопротивление измерителя переменного тока должно быть малым при протекании тока как в прямом, так и в обратном направлениях. Приборы, удовлетворяющие этому условию, могут быть построены по однополупериодной или двухполупериодной схеме.

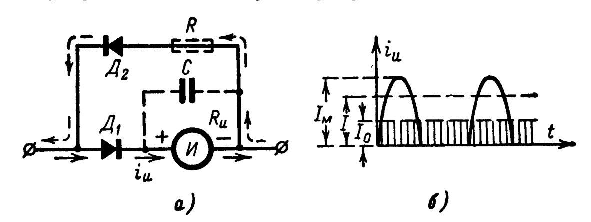


Рис. 4-2. Однополупериодная схема микроамперметра выпрямительной системы (*а*) и график изменения тока, протекающего через его измеритель (*б*).

На рис. 4-2 представлены однополупериодная схема прибора и график протекающего через его измерительный механизм *И* тока $i_и$ для случая измерения синусоидального тока. Детектор (полупроводниковый выпрямитель или диод) $Д_1$ пропускает через измеритель постоянного тока *И* одну полуволну измеряемого переменного тока; полуволна тока обратного направления, для которой сопротивление детектора $Д_1$ очень велико, проходит через детектор $Д_2$. Так как подвижная система измерителя имеет значительную инерцию, то при частотах от 20 *гц* и выше стрелка не успевает сле-

довать за быстрыми изменениями пульсирующего тока $i_и$ и показывает его среднее значение I_0. При меньших частотах наблюдаются пульсации стрелки измерителя, затрудняющие отсчет.

Иногда с целью выравнивания сопротивления прибора для токов обоих направлений последовательно с детектором $Д_2$ включают резистор R, сопротивление которого берут равным сопротивлению измерителя $R_и$. Параллельно измерителю $И$ часто присоединяют конденсатор $C = 0,1$ 1 *мкф*, который уменьшает дрожание стрелки при измерениях на самых низких частотах; кроме того, он ослабляет влияние на величину и форму протекающего в цепи тока индуктивного сопротивления рамки измерителя, возрастающего с частотой.

Недостатком схемы (рис. 4-2) является ее сравнительно малая чувствительность по току. При измерении синусоидального тока с

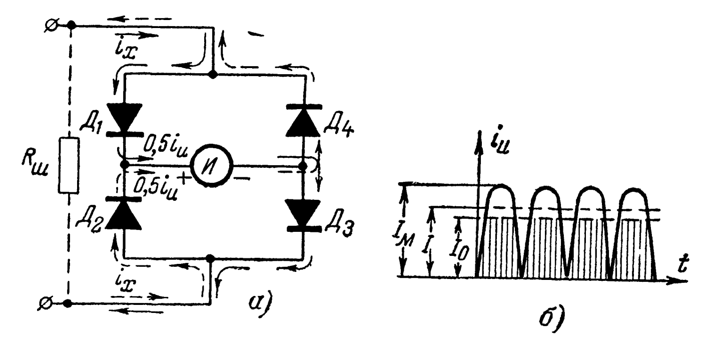


Рис. 4-3. Двухполупериодная схема микроамперметра выпрямительной системы (*а*) и график изменения тока, протекающего через его измеритель (*б*).

действующим значением I среднее значение выпрямленного тока, отклоняющее стрелку измерителя, $I_0 \approx 0,45\ I$; поэтому при токе полного отклонения измерителя $I_и$ предельное действующее значение измеряемого переменного тока

$$I_в \approx \frac{I_и}{0,45} = 2,22 I_и. \qquad (4\text{-}1)$$

Достоинством схемы является то, что почти все напряжение, приложенное к прибору, падает на детекторе $Д_1$; вследствие этого детектор уже при сравнительно малых напряжениях работает в режиме линейного детектирования и шкала прибора получается в своей большей части линейной.

Более высокая чувствительность по току может быть получена при использовании д в у х п о л у п е р и о д н о й   с х е м ы (рис. 4-3), в которой измеритель $И$ включен в диагональ моста, образованного четырьмя детекторами. Одну половину периода ток протекает через детекторы $Д_1$ и $Д_3$, а другую — через детекторы $Д_2$ и $Д_4$. Через измеритель ток протекает оба полупериода в одном направлении. При работе в режиме линейного детектирования постоянная составляю-

щая выпрямленного тока $I_0 \approx 0{,}9\ I$, а предельное действующее значение измеряемого тока

$$I_в \approx 1{,}11 I_и. \qquad (4\text{-}2)$$

Недостатком схемы по сравнению с однополупериодной является некоторое расширение нелинейного участка шкалы, вследствие того что на каждом детекторе падает менее половины приложенного к прибору напряжения.

Предел измерений прибора и характер градуировки его шкалы при выбранной схеме включения определяются параметрами используемых детекторов и измерителя постоянного тока. Чем чувствительнее последний, тем меньшие значения переменного тока позволяет измерять прибор. При измерителе с током полного отклонения $I_и \approx 100$ *мка* и соответствующем подборе детекторов шкала прибора может иметь квадратичный характер и отсчет по ней в действующих значениях измеряемого тока I будет справедлив при любой форме кривой тока. Для получения шкалы прибора с линейным характером градуировки необходимо увеличить плотность тока, протекающего через контактную поверхность детектора. Это достигается как подбором детекторов с возможно меньшей площадью точечного контакта, так и выбором измерителя с пониженной чувствительностью, т. е. посредством повышения предельного значения измеряемого тока. Градуировка шкал таких приборов обычно выполняется в действующих значениях I синусоидального тока, тогда как отклонение стрелки определяется средним значением I_0 выпрямленного тока. Связь между ними выражается коэффициентом формы кривой $K_ф = I/I_0 = 1{,}11$ (при двухполупериодной схеме выпрямления). Если форма кривой измеряемого тока отличается от синусоиды, то возникает дополнительная погрешность, пропорциональная изменению коэффициента $K_ф$.

При одинаковых пределах измерений падение напряжения $U_в$ на измерителе тока выпрямительной системы, необходимое для отклонения стрелки на всю шкалу, значительно превышает аналогичное напряжение $U_и$ для приборов магнитоэлектрической системы. Она складывается из падений напряжения на детекторах, включенных последовательно, и измерителе постоянного тока. Это напряжение обычно лежит в пределах 0,2—1,2 *в*. Для его уменьшения желательно применять в приборе низкоомные измерители постоянного тока и детекторы с возможно меньшим сопротивлением прямому току.

Вследствие нелинейного характера сопротивлений детекторов сопротивление прибора переменному току также зависит от величины измеряемого тока. Поэтому обычно внутреннее сопротивление прибора характеризуют его номинальным предельным значением

$$r_в = \frac{U_в}{I_в}. \qquad (4\text{-}3)$$

Величины $U_в$ и $I_в$ могут быть определены опытным путем по схеме, аналогичной приведенной на рис. 2-2, при использовании источника и образцовых приборов (миллиамперметра и вольтметра) переменного тока.

Благодаря возможности применения чувствительных измерителей магнитоэлектрической системы измерители тока выпрямительной системы могут иметь высокую чувствительность ($I_в \approx 60$ *мка*; $U_в \approx$ $\approx 0{,}2$ *в*) при малой мощности, потребляемой от исследуемых цепей

Они входят в состав более сложных приборов выпрямительной и электронной систем (амперметров, вольтметров и др.) в качестве их выпрямительной и измерительной части.

4-3. МНОГОПРЕДЕЛЬНЫЕ МИЛЛИАМПЕРМЕТРЫ И АМПЕРМЕТРЫ ВЫПРЯМИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ

Для расширения предела измерений по току до значения $I_п = NI_в$ параллельно измерителю тока выпрямительной системы (рис. 4-3) включают шунт сопротивлением

$$R_ш = \frac{r_в}{N-1}. \qquad (4\text{-}4)$$

Градуировку прибора, проведенную при отсутствии шунта, нельзя использовать при работе с шунтом вследствие зависимости от величины измеряемого тока сопротивления выпрямительной части прибора, а следовательно, и соотношения между выпрямленным током и

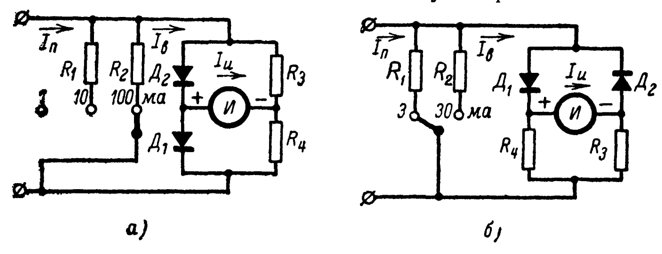


Рис. 4-4. Схемы многопредельных одношкальных миллиамперметров выпрямительной системы с переключаемыми шунтами.

током в шунте. Характер этой зависимости несколько меняется при различных сопротивлениях шунта. Поэтому многопредельный миллиамперметр (амперметр) с переключаемыми шунтами для каждого предела измерений должен иметь отдельную шкалу.

Задача использования одной и той же шкалы (с кратными множителями к ней) на различных пределах практически решается двумя способами. Первый способ заключается в повышении стабильности общего сопротивления прибора. Для этого в схему мостового типа вместо двух детекторов включают постоянные резисторы сопротивлением порядка сотен или тысяч ом. При включении резисторов R_3 и R_4 по схеме на рис. 4-4, *а* общее сопротивление выпрямительной части прибора мало зависит от величины выпрямляемого тока и температуры, но начальный нелинейный участок шкалы значительно расширяется. При включении этих резисторов по схеме на рис. 4-4, *б* и выборе $R_3 = R_4 = r/\sqrt{2}$ (где r — прямое сопротивление детектора) можно получить повышение напряжения на детекторах и улучшение линейности шкалы. Применение обеих схем понижает чувствительность выпрямительной части прибора.

При втором способе отсчет по общей шкале обеспечивается в многопредельном миллиамперметре с универсальным шунтом

(рис. 4-5) благодаря тому, что полное сопротивление шунта, подключенное к выпрямительной части прибора, на всех пределах остается неизменным. Эта схема при большом сопротивлении шунта позволяет сохранить на исходном пределе высокую чувствительность прибора. Недостатком ее является то, что при увеличении предельного значения измеряемого тока значительно возрастает падение напряжения на приборе, которое может достигать нескольких вольт, что ограничивает возможность применения амперметров с универсальными шунтами для измерений в низковольтных цепях, например в цепях накала радиоламп. Измерение больших токов при малом падении напряжения можно обеспечить при использовании измерительных трансформаторов тока, находящих применение в некоторых приборах промышленного изготовления.

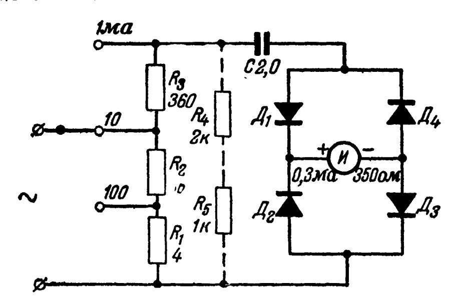


Рис. 4-5. Схема многопредельного миллиамперметра выпрямительной системы с универсальным шунтом.

Для уменьшения температурной погрешности параллельно выпрямительной части прибора, как это показано пунктиром на рис. 4-5, иногда включают дополнительный шунт. Один из резисторов шунта (R_4) изготовляют из манганиновой проволоки, а второй (R_5) — из медной проволоки, которая имеет положительный температурный коэффициент. При повышении температуры сопротивление шунта увеличивается; это приводит к возрастанию выпрямляемого тока, компенсирующего в некотором интервале температур понижение коэффициента выпрямления. Для получения эффективной температурной компенсации общее сопротивление дополнительного шунта не должно превышать сопротивления $r_в$ выпрямительной части прибора более чем в 3—5 раз, что приводит к заметному снижению чувствительности последней.

В случае использования купроксных детекторов для понижения частотной погрешности сопротивление дополнительного шунта полностью или частично наматывают в виде катушки, обладающей некоторой индуктивностью. При увеличении частоты измеряемого тока возрастание индуктивного сопротивления шунта в некоторой степени компенсирует влияние собственных емкостей детекторов.

Если амперметр предназначен для измерения переменной составляющей пульсирующего тока, то последовательно с выпрямительной частью включается конденсатор C емкостью порядка микрофарад.

Расчет многопредельных приборов выпрямительной системы, работающих в диапазоне низких частот, производится теми же способа-

ми, что и многопредельных приборов магнитоэлектрической системы (§ 2-4); при этом в расчетные формулы вместо данных измерителя $I_и$, $R_и$ и $U_и$ следует соответственно подставлять данные выпрямительной части прибора $I_в$, $r_в$ и $U_в$ (с учетом элементов температурной и частотной компенсации).

В высокочастотных миллиамперметрах с германиевыми диодами применение элементов активного сопротивления нежелательно вследствие зависимости их параметров от частоты тока. Выпрямительная часть этих приборов собирается по однополупериодной схеме (рис. 4-2) или двухполупериодной схеме (рис. 4-6), два плеча которой образуют конденсаторы C_3 и C_4. Для расширения пределов измерений по току обычно применяют емкостные шунты. Диапазон рабочих частот приборов зависит от параметров детекторов, емкости конденсаторов и предельного значения выпрямленного тока; его верхняя граница при токах порядка 10—20 *ма* может достигать 100—200 *Мгц*, а при токе порядка 0,1 *ма* снижается до 10—20 *Мгц*.

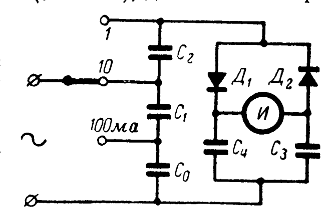


Рис. 4-6. Схема многопредельного высокочастотного миллиамперметра выпрямительной системы.

Задача 4-1. Проверить правильность ориентировочного расчета многопредельного миллиамперметра, выполненного по схеме на рис. 4-5 (без элементов компенсации), на основе следующих исходных данных: пределы измерений (в действующих значениях) 1, 10 и 100 *ма*; измеритель типа М49 с током $I_и = 0{,}3$ *ма* и сопротивлением $R_и = 350$ *ом*; напряжение полного отклонения $U_в = 0{,}266$ *в*.

Задача 4-2. Какие значения должны иметь сопротивления универсального шунта схемы (рис. 4-5) при включении элементов температурной и частотной компенсации $R_4 = 2$ *ком* и $R_5 = 1$ *ком*?

Ответ: $R_1 = 4{,}6$ *ом*; $R_2 = 41{,}4$ *ом*; $R_3 = 414$ *ом*.

4-4. ВОЛЬТМЕТРЫ ВЫПРЯМИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ (ДИОДНЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ)

В зависимости от схемы и режима работы вольтметры переменного тока подразделяются на амплитудные (пиковые), квадратичные (действующего значения) и средневыпрямленного значения, которые дают показания, пропорциональные соответственно амплитудному U_m, действующему U или средневыпрямленному U_0 значению измеряемого напряжения (при симметричной форме последнего). В большинстве случаев все эти вольтметры градуируются в действующих значениях синусоидального напряжения. Тогда при измерении несинусоидальных напряжений градуировка вольтметров амплитудных и средневыпрямленного значений будет несправедлива и их показания необходимо переводить соответственно в амплитудное или средневыпрямленное значение. В первом случае отсчет по шкале измерителя следует умножать на коэффициент 1,41, а во втором случае — на коэффициент 0,45 (при однополупериодном выпрямлении) или 0,9 (при двухполупериодном выпрямлении).

Простейший диодный вольтметр средневыпрямленного значения, схема которого приведена на рис. 4-7, содержит последовательно соединенные полупроводниковый диод *Д*, магнитоэлектрический измеритель *И* и добавочный резистор $R_д$. Если $R_д \gg R_i$, где R_i — внутреннее сопротивление диода (в прямом направлении), то динамическая характеристика схемы приближается к прямой линии и измеритель будет измерять среднее значение выпрямленного тока I_0, пропорциональное среднему значению U_0 одной полуволны измеряемого напряжения за период.

Необходимое сопротивление резистора $R_д$ определяется предельным действующим значением $U_п$ измеряемого синусоидального напряжения и параметрами измерителя $I_и$ и $R_и$ в соответствии с формулой

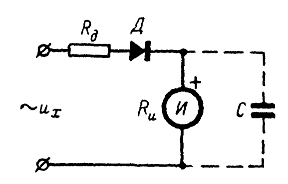


Рис. 4-7. Схема простейшего вольтметра выпрямительной системы.

$$R_д \approx \frac{0,45U_п}{I_и} - R_и. \qquad (4\text{-}5)$$

Точная подгонка его величины производится при регулировке вольтметра.

Недостатком вольтметра является непостоянство его входного сопротивления, которое приближается к значению $R_д + R_и$ в положительный полупериод измеряемого напряжения и резко возрастает в отрицательный полупериод. Для повышения входного сопротивления и улучшения линейности шкалы сопротивление $R_д$ желательно иметь возможно бо́льшим. Однако с ростом $R_д$ чувствительность вольтметра падает, он становится пригодным лишь для измерения больших напряжений. В то же время предел измерений $U_п$ не должен превышать допустимого обратного напряжения диода $U_{доп}$; последнее объясняется опасностью пробоя диода в отрицательный полупериод, когда его сопротивление очень велико и значительная доля измеряемого напряжения оказывается приложенной к диоду.

Рассматриваемый вольтметр имеет открытую схему входа, не защищающую его от воздействия постоянных напряжений, поэтому он пригоден для измерения лишь чисто переменных напряжений. Если же измеряемое напряжение u_x является пульсирующим, то результаты измерений будут неправильными и различными при разной полярности подключения напряжения u_x.

Указанные выше недостатки в значительной степени устраняются, если измерительную часть вольтметра выполнить на базе схем микроамперметров (рис. 4-2 или 4-3). Две основные схемы таких вольтметров приведены на рис. 4-8. Их входное сопротивление одинаково для токов обоих направлений, причем бо́льшая часть приложенного к вольтметру напряжения падает на добавочном резисторе $R_д$, что устраняет опасность пробоя диодов даже при значительной случайной перегрузке прибора.

Для получения предела измерений $U_п$ последовательно с измерительной частью, характеризуемой током полного отклонения $I_в$ и внутренним сопротивлением $r_в$ (§ 4-2), включают добавочный резистор сопротивлением

$$R_д = \frac{U_п}{I_в} - r_в. \qquad (4\text{-}6)$$

В многопредельных вольтметрах применяют несколько переключаемых добавочных резисторов (рис. 4-8, *б*). Реактивные параметры резисторов ограничивают верхний предел рабочего диапазона частот. Для уменьшения частотной погрешности добавочные резисторы должны быть безындукционными, например непроволочными или с бифилярной намоткой. С этой же целью параллельно части добавочного резистора иногда включают конденсатор C (рис. 4-8, *а*), требуемую величину емкости которого подбирают опытным путем. С повышением частоты уменьшение емкостного сопротивления конденсатора компенсирует в некоторых пределах возрастание полного сопротивления добавочного резистора, а также шунтирующее влияние собственных емкостей диодов.

Чем больше добавочное сопротивление, тем линейнее шкала вольтметра. При малом значении $R_д$ начинает проявляться неравномерный характер начальной части шкалы, что приводит к возрастанию погрешности измерений в случае использования для всех пределов общей шкалы. Эта погрешность становится пренебрежимо малой

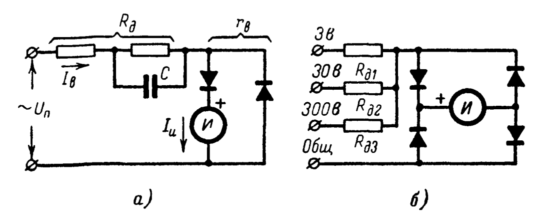


Рис. 4-8. Схемы вольтметров средневыпрямленного значения.

при выполнении измерительной части по схемам на рис. 4-4. При необходимости измерения переменной составляющей пульсирующего напряжения вольтметр подключают к исследуемой цепи через конденсатор емкостью порядка 1 *мкф*.

При одинаковых пределах измерений и однотипных измерителях постоянного тока входное сопротивление вольтметра средневыпрямленного значения

$$R_в = R_д + r_в = \frac{U_п}{I_в} \qquad (4\text{-}7)$$

на 10—60% меньше, а погрешность измерений примерно в 2 раза больше, чем у вольтметра магнитоэлектрической системы.

Два основных варианта схем амплитудных диодных вольтметров представлены на рис. 4-9, *а* и *б*. Предположим, что правая часть схемы между зажимами *1* и *2* отключена, а обратное сопротивление диода $Д_1$ бесконечно велико. Тогда напряжение на конденсаторе C быстро достигнет амплитудного значения U_m в результате его заряда в положительные полупериоды напряжения u_x через малое сопротивление диода $Д_1$. По окончании заряда ток в цепи исчезнет, так как напряжение на конденсаторе будет создавать отрицательный потенциал на аноде диода.

Если параллельно конденсатору C (рис. 4-9, *а*) или диоду $Д_1$ (рис 4-9, *б*) включить вольтметр постоянного тока с бесконечно боль-

шим входным сопротивлением (например, электростатический вольтметр), то он измерит постоянное напряжение между зажимами *1* и *2*, равное U_m. Однако из-за отсутствия у конденсатора разрядной цепи прибор не будет реагировать на уменьшение в процессе измерений амплитуды U_m.

Если к зажимам *1* и *2* подключить высокоомный вольтметр постоянного тока, состоящий из чувствительного измерителя *И* и добавочного резистора $R_д$, то напряжение на конденсаторе u_C станет пульсирующим. Из графика (рис. 4-10) видно, что в течение небольшой части положительного полупериода u_x, когда мгновенные значе-

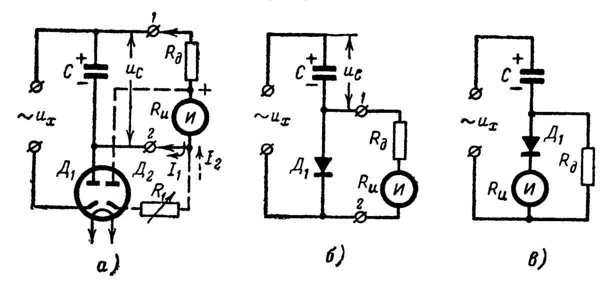


Рис. 4-9. Схемы амплитудных диодных вольтметров.

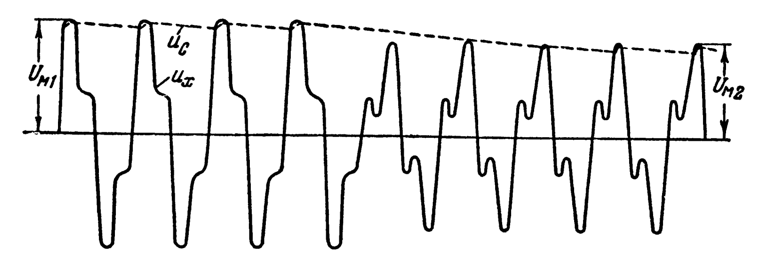


Рис. 4-10. График изменения напряжения на конденсаторах схем амплитудных диодных вольтметров.

ния u_x превышают u_C, конденсатор заряжается через диод $Д_1$. В течение остальной части периода диод заперт и происходит медленный разряд конденсатора через цепь вольтметра постоянного тока. Если сопротивление $R_д$ достаточно велико, то постоянная составляющая напряжения на конденсаторе, измеряемая вольтметром, будет очень близка к амплитуде U_m положительной полуволны напряжения u_x. При этом наличие разрядной цепи позволит вольтметру достаточно быстро реагировать как на увеличение, так и на уменьшение амплитуды U_m, отсчет которой производится по равномерной шкале измерителя. Для измерения амплитуд обеих полуволн при несимметричной форме напряжения следует изменять полярность подключения последнего. Приближенный расчет требуемой величины $R_д$ производится по формуле (3-2), подразумевая под $U_п$ амплитуду предельного измеряемого напряжения.

Вольтметры, собранные по схеме на рис. 4-9, *а*, имеют открытый вход и потому непригодны для измерения переменных составляющих пульсирующих напряжений. Для измерения последних используются вольтметры с закрытым входом (рис. 4-9, *б*), в которых разделительный конденсатор C устраняет воздействие на вольтметр постоянных напряжений. Сопротивление конденсатора в целях уменьшения падения на нем переменного напряжения должно быть значительно меньше сопротивления $R_д$. Если ограничить минимальную рабочую частоту значением 30 *гц*, то для того чтобы сопротивление конденсатора не превышало величины 0,1 $R_д$, выбор емкости производят по формуле

$$C \geqslant \frac{0,05}{R_д}. \qquad (4\text{-}8)$$

Например, при $R_д = 1$ *Мом* необходима емкость $C \geqslant 0,05$ *мкф*. Однако следует учитывать, что при большой величине емкости C возрастает собственная индуктивность конденсатора. Поэтому в некоторых вольтметрах для обеспечения широкого диапазона рабочих частот применяют сменные конденсаторы C.

Работа рассмотренных схем принципиально не изменится, если измеритель $И$ включить последовательно с диодом $Д_1$ (рис. 4-9, *в*). В этом случае отклонение стрелки измерителя будет происходить под воздействием постоянной составляющей зарядного тока, равной постоянной составляющей разрядного тока и пропорциональной U_m.

При использовании в вольтметре лампового диода (рис. 4-9, *а*) и замкнутых входных зажимах ($u_x = 0$) в цепи измерителя $И$ будет протекать небольшой начальный ток, обусловленный тем, что часть электронов, испускаемых катодом $Д_1$, имеет начальную скорость, достаточную для достижения анода при нулевом или даже небольшом отрицательном напряжении на нем. Для компенсации этого тока часто используют второй диод ($Д_2$); последний включают так, чтобы его начальный ток протекал через измеритель в направлении, обратном направлению начального тока диода $Д_1$. Точная установка нуля измерителя производится перед началом измерений с помощью переменного резистора R_1, необходимое сопротивление которого близко к $R_д$.

Входное сопротивление амплитудных вольтметров в течение большей части периода напряжения u_x очень велико. Оно резко уменьшается лишь в промежутки времени, когда происходит заряд конденсатора C. В области низких и средних частот среднее за период значение входного сопротивления $R_в = R_д/2$ при схеме на рис. 4-9, *а* и $R_в = R_д/3$ при схеме на рис. 4-9, *б*. С повышением частоты входное сопротивление уменьшается вследствие возрастания потерь в диоде. При достаточно большом сопротивлении $R_д$ показания вольтметров мало зависят от параметров примененного диода, что уменьшает их температурную погрешность.

Благодаря включению элементов активного сопротивления, определяющих пределы измерений, в цепь выпрямленного тока амплитудные диодные вольтметры пригодны для измерений на высоких частотах в пределах частотной применимости используемых типов диодов. Выпрямительная часть вольтметров (рис. 4-9, *б*) часто используется в качестве входного детектора в электронных вольтметрах типа «детектор — усилитель» (§ 5-3). Иногда она выполняется в виде приставки к микро(милли)амперметру или вольтметру постоянного

тока для обеспечения измерения последним переменных напряжений [1]. Следует учитывать, что при воздействии на прибор пульсирующих напряжений возможно повреждение точечного диода начальным зарядным током входного конденсатора. В импульсных вольтметрах это приводит к необходимости уменьшения емкости C до нескольких тысяч пикофарад и ограничивает нижний предел рабочего диапазона частотами порядка килогерц.

На рис. 4-11 приведена мостовая схема амплитудного высокочастотного вольтметра. Сопротивление индикаторной цепи $R_д + R_и$ берут значительно бо́льшим (по крайней мере в десятки раз) прямого сопротивления диодов $Д_1$, $Д_2$ и емкостного сопротивления конденсаторов C_1, C_2 (в пределах рабочих частот). В те полупериоды измеряемого напряжения, когда диод $Д_1$ отперт, происходит быстрый заряд конденсатора C_1; в следующие за ними полупериоды через диод $Д_2$ заряжается конденсатор C_2. Напряжения на конденсаторах C_1, C_2 действуют последовательно и согласно относительно индикаторной цепи, через которую эти конденсаторы медленно разряжаются. Напряжение на концах индикаторной диагонали близко к двойной амплитуде $2U_m$, т. е. в схеме происходит удвоение напряжения, что позволяет уменьшить предельное значение измеряемых вольтметром напряжений.

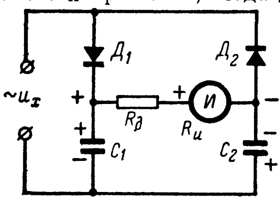


Рис. 4-11. Схема амплитудного высокочастотного вольтметра выпрямительной системы.

В амплитудных вольтметрах обратное напряжение, приложенное к диодам, достигает двойной амплитуды $2U_m$. Это ограничивает выбор верхнего предела амплитуды U_m и действующего значения измеряемого напряжения $U_п$ условиями:

$$\left.\begin{aligned} U_m &\leqslant 0,5U_{доп}; \\ U_п &\leqslant 0,35U_{доп}, \end{aligned}\right\} \qquad (4\text{-}9)$$

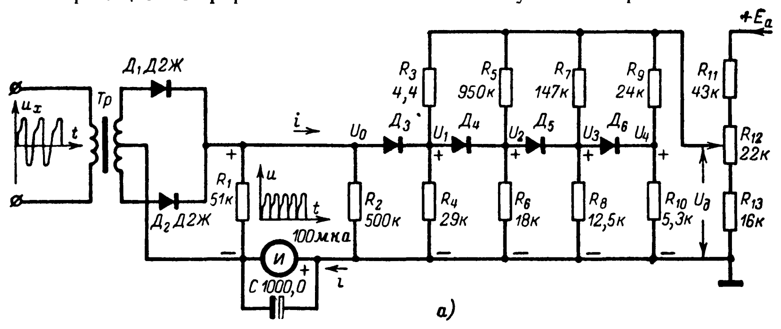
где $U_{доп}$ — предельно допустимое для диода обратное напряжение; величина $U_{доп}$ возрастает при последовательном включении нескольких диодов.

Во многих случаях измерительной практики желательно иметь квадратичные вольтметры, показания которых в действующих значениях измеряемого напряжения не зависят от формы последнего. Такие вольтметры являются единственно пригодными для измерения напряжений сложной формы или шумовых сигналов.

Квадратичные диодные вольтметры отличаются от вольтметров средневыпрямленного значения лишь режимом работы. Как и в квадратичных триодных вольтметрах (§ 5-6), детектирование в них производится на нижнем криволинейном участке статической характеристики, которая обеспечивается отказом от применения добавочных резисторов и ограничением нагрузки лишь малым сопротивлением измерителя. Недостатками таких вольтметров являются узкие пределы измерений (десятые доли вольта), ограниченные квадратичным участком характеристики, нарушение градуировки при смене диода или лампы и малое входное сопротивление.

[1] «Радио», 56—5—59, 59—8—14.

В современных приборах часто применяются **квадратичные вольтметры на диодных цепочках**, которые характеризуются широкими пределами измерений. На рис. 4-12, *а* приведена упрощенная схема измерительной части электронного вольтметра типа ВЗ-6 (МВЛ-6). Измеряемое напряжение u_x через широкополосный трансформатор *Тр*, имеющий равномерную амплитудно-частотную характеристику во всем рабочем диапазоне частот, подводится к линейному двухполупериодному выпрямителю на точечных диодах $Д_1$ и $Д_2$, который преобразует его в пульсирующее напряжение *u*, повторяющее по форме колебания обеих полуволн напряжения u_x.



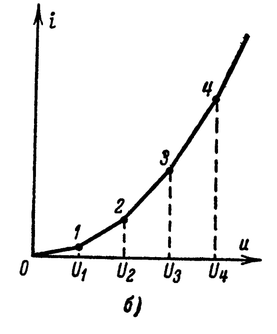


Рис. 4-12. Схема и вольт-амперная характеристика квадратичного вольтметра на диодной цепочке.

Благодаря этому показания прибора будут верны и при несимметричной форме u_x. Напряжение *u*, снимаемое с нагрузки выпрямителя R_1, воздействует на диодную цепочку, последовательно с которой включен магнитоэлектрический измеритель *И*, зашунтированный от переменных составляющих выпрямленного тока конденсатором большой емкости *С*.

Диодная цепочка состоит из группы точечных кремниевых диодов $Д_3 — Д_6$ с большим обратным сопротивлением, включенных между отводами двухрезисторных делителей напряжения R_3 и R_4, R_5 и R_6 и т. д. На делители подается постоянное строго стабилизированное напряжение $U_д$, регулируемое при калибровке прибора потенциометром R_{12}. Сопротивления каждой пары резисторов делителей напряжения подбирают такими, чтобы при отсутствии измеряемого напряжения ($u_x = u = 0$) потенциал их точек отвода, равный падению напряжения на нижних (по чертежу) резисторах, последовательно

возрастал слева направо, т. е. чтобы получить $U_4 > U_3 > U_2 > U_1 > U_0 = 0$. Тогда под действием разностей потенциалов $U_1 - U_0$, $U_2 - U_1$, $U_3 - U_2$, $U_4 - U_3$ все диоды $Д_3 - Д_6$ окажутся запертыми.

При воздействии на прибор измеряемого напряжения u_x потенциал левой точки диода $Д_3$ возрастет на величину u. Если $u < U_1$, то диод $Д_3$ останется запертым и ток i в цепи будет ограничиваться большим сопротивлением резистора R_2. При этом зависимость между током i и напряжением u будет определяться пологим начальным участком *0-1* вольт-амперной характеристики диодной цепочки (рис. 4-12, *б*). Если $U_1 \leqslant u < U_2$, то отопрется диод $Д_3$ и резистор R_4 окажется фактически включенным параллельно резистору R_2; уменьшение сопротивления цепи измерителя увеличит скорость нарастания тока с ростом напряжения u (участок *1-2* характеристики). При $U_2 \leqslant u < U_3$ оказываются одновременно открытыми диоды $Д_3$ и $Д_4$ и параллельное включение резисторов R_2, R_4 и R_6 еще больше увеличит крутизну нарастания тока (участок *2-3*). При правильном выборе сопротивлений R_2, R_4, R_6 и т. д. линейные отрезки *0-1*, *1-2*, *2-3* и т. д. образуют кривую, весьма близкую к полупараболе, и зависимость между током и напряжением в цепи измерителя становится близкой к квадратичной: $i \approx ku^2$, где k — коэффициент пропорциональности. При этом постоянная составляющая выпрямленного тока I, измеряемая измерителем *И*, оказывается пропорциональной квадрату действующего значения U измеряемого напряжения:

$$I \approx kU^2. \qquad (4\text{-}10)$$

Чем больше ячеек содержит диодная цепочка, тем ближе ломаная кривая к полупараболе и тем точнее результаты измерений; в диодную цепочку включают до восьми ячеек.

Регулировка и градуировка вольтметров выпрямительной системы обычно производятся на переменном токе частоты 50 *гц* (рис. 5-11). При наличии низкочастотного измерительного генератора желательно снять частотную характеристику вольтметра, т. е. зависимость его показаний от частоты при постоянной величине входного (измеряемого) напряжения.

4-5. ИЗМЕРИТЕЛИ ВЫХОДА

При испытании радиоприемников и усилителей низкой частоты для измерения их выходного напряжения применяют специальные вольтметры выпрямительной системы — измерители выхода. Они имеют на всех пределах примерно одинаковое входное сопротивление $R_в$; благодаря этому при измерениях на различных пределах исключается разница в показаниях вольтметра, обусловленная изменением его входного сопротивления.

Схема трехпредельного измерителя выхода приведена на рис. 4-13. Манганиновый резистор R, включенный последовательно с измерителем *И*, служит для повышения температурной стабильности индикаторной цепи. Сопротивление резистора $R_{д1}$ рассчитывается по формуле (4-5) (с коэффициентом 0,9 вместо 0,45) для исходного предела $U_{п1}$. При этом измеритель *И* выбирается такой чувствительности, чтобы полное сопротивление правой части схемы

$$R_{д1} + r_в = \frac{U_{п1}}{I_в} \qquad (4\text{-}11)$$

было равно или несколько больше заданной величины $R_в$. В последнем случае для получения на пределе 1 входного сопротивления $R_в$ применяют шунт сопротивлением

$$R_{ш1} = \frac{(R_{д1} + r_в) R_в}{R_{д1} + r_в - R_в}. \quad (4\text{-}12)$$

При переходе на другие пределы $U_{п2} = N_1 U_{п1}$ и $U_{п3} = N_2 U_{п2}$ измеряемые напряжения подводятся к исходной схеме через делители напряжения $R_{д2}$, $R_{ш2}$ и $R_{д3}$, $R_{ш3}$, сопротивления которых, выбранные по формулам:

$$R_{д2} = \frac{N_1 - 1}{N_1} R_в; \quad R_{ш2} = \frac{R_в}{N_1 - 1}; \quad (4\text{-}13)$$

$$R_{д3} = \frac{N_1 N_2 - 1}{N_1 N_2} R_в; \quad R_{ш3} = \frac{R_в}{N_1 N_2 - 1}, \quad (4\text{-}14)$$

обеспечивают одновременное сохранение входного сопротивления $R_в$ и получение требуемого предела измерений. При этом вольтметр может иметь общую шкалу для всех кратных пределов, так как сопротивление цепи, к которой подключена выпрямительная часть прибора, при переключении пределов измерений изменяется незначительно (с учетом малого по сравнению с $R_в$ сопротивления исследуемой цепи).

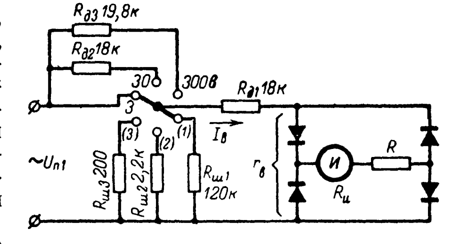


Рис. 4-13. Схема измерителя выхода.

Входное сопротивление $R_в$ обычно выбирают порядка 20 *ком*, что примерно равно сопротивлению одной пары высокоомных телефонов на частоте 1 *кгц*. При этом наименьшие пределы измерений, которые можно получить с измерителями на 100 и 50 *мка*, соответственно равны 3 и 1,5 *в*.

В некоторых приборах промышленного изготовления (В3-10А, ИВП-2) с целью получения предела измерений 0,3 *в* (на котором возможно измерение внутренних шумов приемников) применяют входной транзисторный усилитель. Он работает по схеме эмиттерного повторителя, которая позволяет обеспечить требуемое входное сопротивление.

Задача 4-3. Проверить расчет схемы измерителя выхода (рис. 4-13), произведенный на основе следующих данных: пределы измерений 1,5; 15 и 150 *в*; измеритель типа М494 ($I_и = 50$ *мка*; $R_и = 2\,000$ *ом*); сопротивление температурной компенсации $R = 1\,800$ *ом*; детекторы типа Д2Е имеют прямое сопротивление $r \approx 1\,100$ *ом*. Данные расчета приведены на схеме.

У к а з а н и е. При выбранных элементах выпрямительной части ток $I_в \approx 1{,}25\, I_и$, а $r_в \sim 2r + R_и$.

4-6. ИЗМЕРЕНИЕ УРОВНЯ ПЕРЕДАЧИ

Для оценки эффективности передачи сигналов по линиям связи, через усилительные и переходные устройства часто пользуются понятием уровня передачи (усиления, ослабления).

Уровень передачи определяет величину сигнала в относительных логарифмических единицах — децибелах, посредством которых напряжение U_2 или мощность P_2 измеряемого сигнала сравнивается с некоторым исходным значением. Если в качестве исходных величин выбраны напряжение $U_0 = 0{,}775$ *в* или мощность $P_0 = 1$ *мвт* (которая действует на сопротивлении $R_0 = 600$ *ом* при напряжении на нем $U_0 = 0{,}775$ *в*), то соответствующие уровни передачи называются абсолютными. Различают абсолютный уровень передачи по напряжению

$$A_н = 20 \lg \frac{U_2}{U_0} = 20 \lg \frac{U_2}{0{,}775} \qquad (4\text{-}15)$$

и абсолютный уровень передачи по мощности

$$A_м = 10 \lg \frac{P_2}{P_0} = 10 \lg \frac{P_2}{0{,}001}. \qquad (4\text{-}16)$$

Например, напряжению $U_2 = 3$ *в* и мощности $P_2 = 1$ *вт* соответствуют абсолютные уровни передачи $A_н = +12$ *дб* и $A_м = +30$ *дб*.

Если в качестве исходных величин выбраны напряжение U_1 или мощность P_1, действующие в каком-либо сечении цепи, то соответствующие уровни передачи называются относительными и определяются формулами:

$$\alpha_н = 20 \lg \frac{U_2}{U_1}; \qquad (4\text{-}17)$$

$$\alpha_м = 10 \lg \frac{P_2}{P_1}. \qquad (4\text{-}18)$$

Если индексы «2» и «1» относятся соответственно к выходу и входу цепи (установки), то величины $\alpha_н$ и $\alpha_м$ при их положительных значениях определяют уровень усиления сигнала по напряжению или мощности, а при их отрицательных значениях — уровень ослабления (затухания) сигнала. Например, если на входе усилителя действует напряжение $U_1 = 20$ *мв*, а напряжение на выходе $U_2 = 40$ *в*, то уровень усиления сигнала по напряжению $\alpha_н = 20 \lg 2\,000 \approx 20 \cdot 3{,}3 = 66$ *дб*.

В некоторых вольтметрах предусматривают возможность непосредственного измерения абсолютных уровней передачи по напряжению. Для этого используется один из низковольтных пределов измерений переменного напряжения, например 5 *в*, шкала которого дополняется градуировкой, выполненной в децибелах. Нуль шкалы децибел ($A_н = 0$) совпадает с точкой шкалы вольтметра $U_0 = 0{,}775$ *в*; предельному напряжению $U_п = 5$ *в* соответствует уровень $A_н = +16{,}2$ *дб*. Другой крайней точкой шкалы можно выбрать уровень $A_н = -10$ *дб* при $U = 0{,}245$ *в*.

Если измеряемый уровень передачи $A_н > +16$ *дб*, то для его определения (при пониженной точности) может быть использован более высоковольтный предел вольтметра с предельным значением $U_п >$

> 5 *в*. В этом случае к отсчету по шкале децибел нужно добавлять постоянную величину

$$\Delta A_н = 20 \lg \frac{U_п}{5}. \quad (4\text{-}19)$$

Например, при измерении на пределе $U_п = 20$ *в* получаем $\Delta A_н = +12$ *дб*.

Если измерение уровня $A_н$ производится на нагрузке с известным сопротивлением R, то можно рассчитать абсолютный уровень передачи по мощности

$$A_м = A_н - 10 \lg \frac{R}{600}. \quad (4\text{-}20)$$

Результаты измерения и расчета будут правильны лишь в том случае, если на выбранном пределе измерений входное сопротивление вольтметра $R_в \gg R$. В частном случае, если $R = 600$ *ом*, $A_м = A_н$.

Относительный уровень передачи (усиления, ослабления) между сечениями цепи 1 и 2 определяется как разность абсолютных уровней в каждом из этих сечений:

$$\alpha_н = A_{н2} - A_{н1}; \quad (4\text{-}21)$$

$$\alpha_м = A_{м2} - A_{м1}. \quad (4\text{-}22)$$

При использовании обычного вольтметра переменного тока шкала децибел получается неравномерной, что повышает погрешность измерений уровня передачи с возрастанием отклонения исследуемой величины от исходного значения шкалы. Шкалу децибел, близкую к линейной, получают в логарифмических вольтметрах. Здесь исследуемый сигнал подводят к измерительному блоку через делитель напряжения, одно из плеч которого содержит нелинейные элементы — точечные германиевые диоды с очень большим обратным сопротивлением [1].

ГЛАВА ПЯТАЯ

ЭЛЕКТРОННЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

5-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

При налаживании радиотехнической аппаратуры необходим многопредельный вольтметр переменного тока, сохраняющий в широком диапазоне низких и высоких частот большое входное сопротивление и достаточно высокую точность измерений.

Входное сопротивление вольтметров переменного тока является комплексным. В ряде случаев его можно представить в виде параллельного соединения входного активного сопротивления $R_в$ и входной емкости $C_в$ (рис. 5-1), из которых первое желательно иметь возможно бо́льшим, а второе — малым. На высоких частотах приходится также учитывать влияние индуктивности $L_в$ проводов, соеди-

[1] «Радио», 65—6—52.

няющих вход вольтметра с исследуемой цепью. При большой длине соединительных проводов падение напряжения на индуктивности $L_в$ может привести к заметному уменьшению напряжения, подводимого к вольтметру, а внешние электрические и магнитные поля будут наводить в проводах значительные э. д. с. Кроме того, индуктивность $L_в$ образует с емкостью $C_в$ последовательный колебательный контур с собственной резонансной частотой

$$f_в = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_в C_в}}. \quad (5\text{-}1)$$

При измерении напряжений, частота которых близка к резонансной, вольтметр дает завышенные показания при одновременном резком уменьшении его входного сопротивления. Максимальную рабочую частоту высокочастотного вольтметра обычно ограничивают значением

$$f_{макс} = (0{,}1 \div 0{,}2) f_в, \quad (5\text{-}2)$$

при котором резонансные явления не сказываются существенно на точности измерений. Таким образом, соединительные провода являются одним из основных источников дополнительных погрешностей.

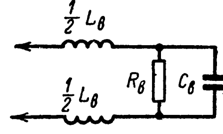


Рис. 5-1. Эквивалентная схема входа высокочастотного вольтметра.

Для измерения высокочастотных напряжений применяют вольтметры электростатической, термоэлектрической и электронной систем.

Электростатические вольтметры основаны на принципе электростатического взаимодействия заряженных металлических тел. Они имеют класс точности не выше 1,0 и входную емкость не более 10 *пф*, применяются при частотах до 10 *Мгц*, а при повышенной погрешности измерений — до 25—35 *Мгц*. Для повышения чувствительности и уменьшения погрешности отсчета в большинстве приборов используются световые указатели, что создает необходимость во внешнем источнике питания. Другими недостатками вольтметров, ограничивающими их применение, являются трудность расширения предела измерений, вследствие чего приборы выполняются, как правило, однопредельными, и низкая чувствительность (верхний предел измерений не менее 30 *в*).

Электростатические вольтметры широко применяются для измерения высоких постоянных напряжений, например напряжений на анодах кинескопов [1]; при этом их входное сопротивление можно считать бесконечно большим.

Ограниченное применение на частотах до 20 *Мгц* имеют и термоэлектрические вольтметры (см. § 6-5). Их основной недостаток — малое входное сопротивление, не превышающее сотен ом на 1 *в* предельного значения шкалы. Для повышения входного сопротивления в схему вольтметра иногда включают входной катодный повторитель.

Наиболее распространенными и универсальными приборами, удовлетворяющими разнообразным требованиям радиотехнической практики, являются электронные вольтметры пере-

[1] «Радио», 56—5—62.

менного тока[1]. Их основными особенностями являются: высокая чувствительность и широкие пределы измерений, которые при использовании усилителей и делителей напряжения охватывают область напряжений от единиц микровольт до тысяч вольт; малая входная емкость (порядка пикофарад) и высокое входное активное сопротивление (до десятков мегом); широкий диапазон рабочих частот от десятков герц до сотен мегагерц; способность выдерживать большие перегрузки. К недостаткам электронных вольтметров относятся: необходимость питания от стабильных источников постоянного или переменного напряжения; необходимость в электрической установке стрелки измерителя на нуль или калибровке вольтметра перед началом измерений и при переключении пределов измерений; сравнительно большая погрешность (до 3—5%).

В зависимости от построения схемы электронные вольтметры разделяются на две основные группы: вольтметры типа «усилитель — детектор», в которых измеряемое напряжение вначале усиливается, а затем выпрямляется (см. § 5-2), и вольтметры типа «детектор — усилитель», в которых измеряемое напряжение выпрямляется, а затем усиливается на постоянном токе (см. § 5-3). В качестве детекторов в обеих группах вольтметров наиболее часто используются выпрямительные схемы на ламповых или полупроводниковых диодах (см. § 4-4). Вольтметры, в которых усиление и выпрямление измеряемого напряжения совмещаются в одном электронном каскаде на триоде, называются триодными (см. § 5-6).

Вольтметры типа «детектор — усилитель» часто выполняются как универсальные вольтметры переменного и постоянного тока (см. § 5-5) или как комбинированные приборы для измерения переменных и постоянных напряжений, а также некоторых параметров радиодеталей — активного сопротивления, емкости, индуктивности (см. § 20-7).

Электронные вольтметры широкого применения градуируются, как правило, в действующих значениях измеряемого синусоидального напряжения. Некоторые приборы снабжаются дополнительной шкалой с градуировкой в значениях относительного уровня передачи (в децибелах) (см. § 4-6).

К специальным типам электронных вольтметров относятся вольтметры селективные (см. § 5-2), импульсные (см. § 5-3), логарифмические, фазочувствительные и компенсационные.

Логарифмические электронные вольтметры позволяют измерять напряжения, изменяющиеся в очень широких пределах (в сотни и тысячи раз), без переключения пределов измерений. Шкала их измерителей имеет характер, близкий к логарифмическому, и обычно градуируется в относительных единицах — децибелах. Они очень удобны при электроакустических измерениях, измерении напряженности поля, величины модулирующего напряжения и в ряде других случаев.

Фазочувствительные электронные вольтметры применяются при снятии амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик различных низкочастотных четырехполюсников — усилителей, фильтров и др. К вольтметру подводятся одновременно входное $U_{вх}$ и выходное $U_{вых}$ напряжения от исследуемого устройства. Вольтметр имеет два измерителя. Один из них показывает действительную

[1] «Радио», 54—7—53, 61—6—53.

составляющую $U_д$ измеряемого напряжения $U_{вых}$, совпадающую по фазе с напряжением $U_{вх}$. Второй измеритель показывает мнимую составляющую $U_{мн}$ напряжения $U_{вых}$, сдвинутую по фазе относительно напряжения $U_{вх}$ на 90°. На основе показаний обоих измерителей можно рассчитать величину выходного напряжения

$$U_{вых} = \sqrt{U_д^2 + U_{мн}^2} \quad (5\text{-}3)$$

и фазовый угол

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{U_{мн}}{U_д}. \quad (5\text{-}4)$$

Компенсационные электронные вольтметры, основанные на компенсационном методе измерений (см. § 3-6), применяются в качестве образцовых вольтметров для проверки градуировки по напряжению электронных вольтметров переменного тока и измерительных генераторов.

5-2. ЭЛЕКТРОННЫЕ МИЛЛИВОЛЬТМЕТРЫ ТИПА «УСИЛИТЕЛЬ — ДЕТЕКТОР»

Приборы, предназначенные для измерения малых переменных напряжений, строятся по схеме типа «усилитель — детектор»[1] (рис. 5-2). Измеряемое напряжение усиливается широкополосным

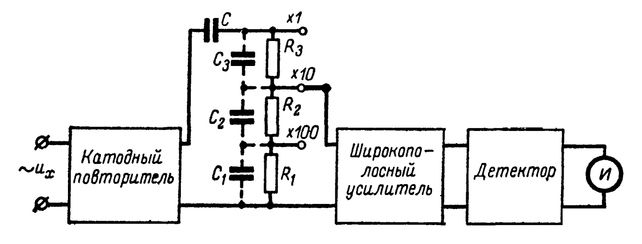


Рис. 5-2. Блок-схема электронного милливольтметра типа «усилитель — детектор».

апериодическим усилителем, выпрямляется детектором и отсчитывается по шкале чувствительного магнитоэлектрического измерителя.

Широкополосность усилителя переменного напряжения достигается уменьшением сопротивления анодной нагрузки до нескольких килоом и применением элементов частотной коррекции (см. § 15-7). Как известно, с расширением полосы пропускания частот усилителя его коэффициент усиления уменьшается. Поэтому приходится усилитель делать многокаскадным, а верхнюю границу рабочего диапазона частот ограничивать значением порядка сотен килогерц или единиц мегагерц.

Усилитель должен иметь высокостабильный коэффициент усиления, сохраняющий свое номинальное значение в пределах рабочего диапазона частот при любой величине измеряемого напряжения, а

[1] «Радио», 62—8—54, 63—12—48, 64—1—51, 64—9—53, 65—12—57.

также при колебаниях напряжений питания, изменении параметров ламп или транзисторов и других возможных нарушениях режима работы. Это достигается применением в усилителе глубокой отрицательной обратной связи, которая способствует расширению полосы пропускания, но в то же время уменьшает коэффициент усиления.

Как показывают исследования, в многокаскадном усилителе при одинаковой стабильности коэффициент усиления оказывается больше, если обратной связью охвачен весь усилитель, а не каждый из его каскадов в отдельности. Однако с увеличением числа каскадов, охваченных обратной связью, устойчивость работы усилителя понижается, он становится склонным к самовозбуждению; поэтому обратной связью в усилителях охватывают не более трех смежных каскадов.

Нижний предел измеряемых милливольтметром напряжений ограничивается собственными шумами усилителя, которые зависят от правильности подбора лампы или транзистора первого каскада. Для уменьшения влияния различных наводок и фона переменного тока осуществляют тщательную экранировку усилителя, хорошую фильтрацию напряжения анодного питания, а нити накала ламп питают постоянным током.

Измерительная часть электронных милливольтметров обычно представляет собой высокочастотный диодный вольтметр амплитудного или средневыпрямленного значения на ламповых или полупроводниковых диодах (см. § 4-4).

Схема милливольтметра упрощается при ограничении его диапазона областью низких частот[1]. В этом случае уменьшается необходимое для получения требуемой чувствительности число каскадов усиления, а измерительная часть может быть выполнена в виде однополупериодного или двухполупериодного вольтметра выпрямительной системы.

Для расширения предела измерений в сторону бо́льших напряжений перед усилителем устанавливается резистивный делитель напряжения с несколькими ступенями деления (рис. 5-2), которые определяют верхние пределы измерений при общей для всех кратных пределов шкале измерителя. Резисторы делителя должны быть безъемкостными и безындукционными; при этом полное сопротивление делителя $R_1 + R_2 + R_3 + \dots$ должно быть меньше входного сопротивления усилителя по крайней мере в несколько раз. Конденсатор C устраняет воздействие на прибор постоянной составляющей измеряемых напряжений. Если прибор применяется для измерения напряжений повышенных или высоких частот, то следует учитывать влияние входной емкости усилителя и для сохранения постоянства коэффициента деления во всем рабочем диапазоне частот делитель выполняют с частотной коррекцией. Для этого резисторы делителя шунтируются конденсаторами, емкость которых (с учетом входной емкости усилителя) выбирается такой, чтобы все звенья делителя имели одинаковые постоянные времени, т. е.

$$R_1C_1 = R_2C_2 = R_3C_3. \qquad (5\text{-}5)$$

Таким образом, частотная погрешность бывает малой лишь при сравнительно низкоомном делителе напряжения, что противоречит требованию получения большого входного сопротивления прибора. Для резкого повышения входного активного сопротивления и умень-

[1] «Радио», 54—12—60, 58—11—56, 60—1—56, 63—3—50, 63—9—57, 64—5—59.

шения входной емкости на входе многих приборов устанавливают катодный (эмиттерный) повторитель; нагрузкой последнего является делитель напряжения, который в этом случае может иметь малое полное сопротивление (порядка тысяч или сотен ом), что облегчает согласование его со входом усилителя и позволяет часто обойтись без элементов частотной коррекции.

На рис. 5-3 приведена схема многопредельного милливольтметра на транзисторах, работающего в диапазоне частот от 20 *гц* до 2 *Мгц* и имеющего верхние пределы измерений 10—30—100—300—1 000 *мв* и 10—30—100—300—1 000 *в* *. Широкополосный усилитель содержит три каскада. Первый каскад на транзисторе T_1 представляет собой эмиттерный повторитель, нагрузкой которого является низкоомный делитель напряжения. Второй и третий каскады собраны по схеме с

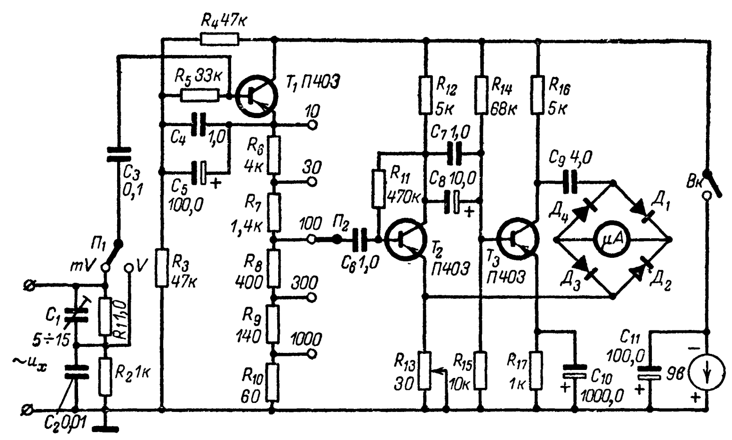


Рис. 5-3. Схема транзисторного милливольтметра типа «усилитель — детектор».

общим эмиттером. Детектор выполнен по двухполупериодной мостовой схеме на четырех диодах Д1А. В качестве измерителя используется микроамперметр на 500 *мка* с внутренним сопротивлением 150—200 *ом* (например, типа М263 или М265). Второй и третий каскады усилителя охвачены глубокой отрицательной обратной связью, что повышает стабильность работы усилителя и улучшает линейность шкалы прибора. Напряжение обратной связи подается с выхода усилителя в цепь эмиттера транзистора T_2. Глубину обратной связи регулируют подстроечным резистором R_{13} при налаживании прибора.

Для упрощения конструкции прибора на его входе включен второй делитель напряжения с коэффициентом деления $N = 1\,000$. В зависимости от установки переключателя $П_1$ отсчет пределов измерений по шкале переключателя $П_2$ производится в милливольтах или вольтах. Погрешность измерений обычно лежит в пределах 5—10%.

В состав многих электронных милливольтметров включают внутренний калибратор, который выдает образцовое напряжение (например, 10 *мв*, с частотой 50 *гц*), используемое для проверки и коррек-

* За основу взята схема прибора по журналу «Радио», 64—I—51.

ции чувствительности прибора. Чаще всего калибратор выполняется по мостовой схеме, показанной на рис. 5-4. В одно из плеч неуравновешенного моста включается нелинейный элемент — миниатюрная лампочка накаливания *ЛН*; остальные плечи составляются из резисторов, один из которых подстроечного типа служит для выбора рабочей точки, обеспечивающей наилучшую стабилизацию при изменении напряжения питания. При этом в нагрузочной диагонали протекает ток I_x, определяемый формулой (10-48), в которой $R_г = R_5 + R_6 + R_7$ есть полное сопротивление нагрузки. Вследствие нелинейности характеристики лампы *ЛН* величина тока I_x, а следовательно, и напряжение на нагрузочной диагонали становится стабильным и мало зависит от колебаний питающего напряжения. Например, при возрастании напряжения U повышение тока в плечах моста увеличивает нагрев лампы *ЛН* и ее сопротивление R_4. При этом разность произведений $(R_1R_3 - R_2R_4)$ уменьшается и при правильном выборе элементов моста ток I_x практически не изменится.



Рис. 5-4. Схема мостового калибратора электронного милливольтметра.

Необходимая величина стабилизированного напряжения, выбираемая равной одному из пределов измерений, устанавливается подстроечным потенциометром R_6 (по показаниям образцового милливольтметра). Перед началом измерений (после установки нуля) это напряжение подводится ко входу вольтметра, включенного на соответствующий предел измерений, и с помощью потенциометра, шунтирующего измеритель вольтметра или включенного на входе одного из каскадов усиления, добиваются отклонения стрелки измерителя до определенного деления шкалы.

Для измерения очень малых напряжений радиочастотного диапазона применяются селективные микровольтметры типа «усилитель — детектор». Они выполняются по схеме супергетеродинного приемника с одинарным или двойным преобразованием частоты. Высокочастотную часть прибора настраивают на частоту измеряемого напряжения, которое получает большое калиброванное усиление по высокой и промежуточной частотам. Отсчет измеряемого напряжения производится магнитоэлектрическим измерителем, включенным на выходе детектора. Перед началом измерений производится контроль и регулировка усиления, для чего используется внутренний калибровочный генератор, подающий образцовое напряжение требуемой частоты на вход прибора. Благодаря избирательным свойствам микровольтметр может быть применен для исследования спектров периодических и шумовых сигналов (путем последовательной настройки на частоты отдельных составляющих этих спектров), а также для измерения напряженности электромагнитного поля и других высокочастотных измерений.

5-3. ЭЛЕКТРОННЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ ТИПА «ДЕТЕКТОР — УСИЛИТЕЛЬ»

Электронные вольтметры, предназначенные для измерения средних и больших переменных напряжений, выполняются по схеме типа «детектор — усилитель» (рис. 5-5). Измеряемое напряжение выпрямляется ламповым или полупроводниковым детектором амплитудного или средневыпрямленного значения (см. § 4-4). С высокоомной нагрузки детектора выпрямленное напряжение через фильтр, устраняющий его переменные составляющие, подводится к усилителю постоянного тока; на выходе последнего включен магнитоэлектрический

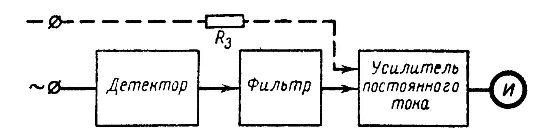


Рис. 5-5. Блок-схема электронного вольтметра типа «детектор — усилитель».

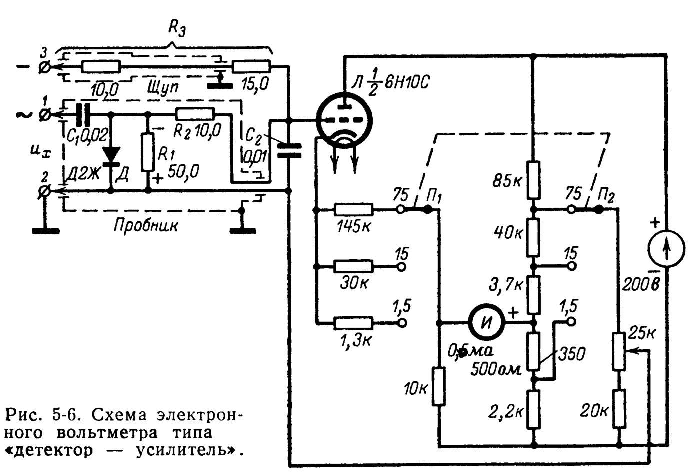


Рис. 5-6. Схема электронного вольтметра типа «детектор — усилитель».

измеритель *И*, шкала которого градуируется в действующих (или амплитудных) значениях измеряемого напряжения. Усилитель постоянного тока с измерителем представляют собой электронный вольтметр постоянного тока (см. § 3-7—3-12). Если последний имеет несколько пределов измерений, то и вольтметр переменного тока оказывается многопредельным при сохранении на всех пределах одинакового и притом весьма высокого входного сопротивления.

В качестве примера рассмотрим схему трехпредельного вольтметра, приведенную на рис. 5-6. Нагрузкой высокочастотного диода *Д* является резистор R_1. Постоянная составляющая выпрямленного напряжения, близкая к амплитуде U_m входного напряжения, измеряется вольтметром постоянного тока на триоде *Л*. Фильтром служит

цепочка R_2, C_2. Емкость C_2 выбирается сравнительно большой (порядка сотых долей микрофарады), чтобы сопротивление ее на самой низкой рабочей частоте было значительно меньше сопротивления R_2.

Для получения большого входного сопротивления R_1 берется порядка десятков мегом, а на сетку лампы *Л* подают постоянное смещение, обеспечивающее работу ее без сеточного тока. При подаче на вход измеряемого напряжения u_x отрицательное смещение на сетке лампы *Л* возрастает; поэтому вольтметр постоянного тока рассчитывают на измерение отрицательных напряжений, причем для каждого предела измерений он должен иметь отдельную шкалу.

На рис. 5-7 приведен другой вариант схемы многопредельного вольтметра, в которой нагрузкой диода является делитель постоянного напряжения R_1. При этом для всех кратных пределов можно использовать общую шкалу. Для точной подгонки пределов измерений могут быть применены индивидуальные шунты к измерителю по аналогии со схемой (рис. 3-12).

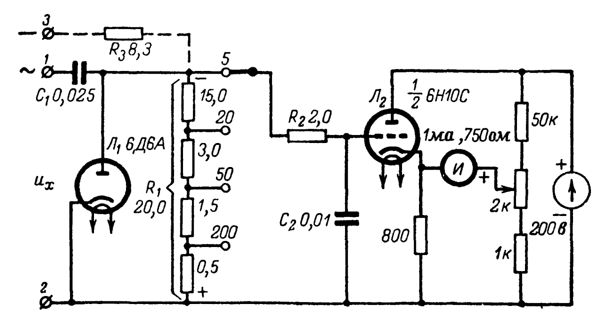


Рис 5-7. Вариант схемы вольтметра типа «детектор — усилитель».

Вольтметры типа «детектор — усилитель» могут работать в широком диапазоне частот (до десятков и сотен мегагерц), определяемом параметрами входной цепи и детектора, однако из-за низкой эффективности детектирования малых переменных напряжений они имеют невысокую чувствительность (порядка 1 *в* на всю шкалу). Верхний предел измеряемых напряжений органичивается максимальным обратным напряжением $U_{доп}$, безопасным для входного диода в соответствии с условиями (4-9) и обычно не превышает 200—300 *в* при ламповом и нескольких десятков вольт при полупроводниковом диоде.

К группе вольтметров типа «детектор — усилитель» относятся также и м п у л ь с н ы е в о л ь т м е т р ы, предназначенные для измерения амплитуд кратковременных импульсных напряжений, повторяющихся со звуковой частотой. Детекторная часть этих вольтметров выполняется по схеме амплитудного детектора аналогично приведенной в левой части рис. 5-6. При этом емкость C_1 берется сравнительно малой, а сопротивление R_1 — очень большим, чтобы достигнуть быстрого заряда конденсатора C_1 до напряжения, близкого к U_m, за время действия импульса и очень медленного его разряда через резистор R_1 в промежутках между импульсами. Недо-

статком схемы является то, что ее входное сопротивление, равное в среднем $R_1/3$, во время действия импульса резко падает, приближаясь к внутреннему сопротивлению диода R_i.

5-4. ВХОДНЫЕ ДЕЛИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ ВОЛЬТМЕТРОВ ТИПА «ДЕТЕКТОР — УСИЛИТЕЛЬ»

При необходимости измерения переменных напряжений большой величины применяют входные, как правило одноступенчатые, делители напряжения резистивного или емкостного типа, выполненные в виде отдельных приставок к вольтметру.

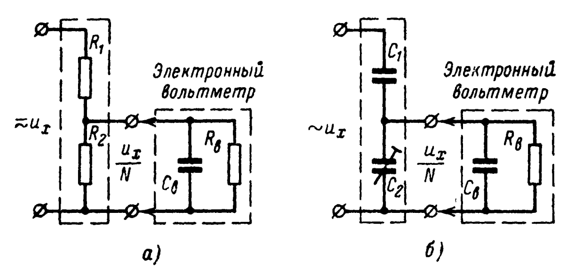


Рис. 5-8. Схемы делителей напряжения резистивного (*а*) и емкостного (*б*) типа.

Резистивный делитель напряжения состоит из двух последовательно соединенных безындукционных и безъемкостных резисторов R_1 и R_2 (рис. 5-8, *а*). С резистора R_2 на вход вольтметра подается строго определенная часть измеряемого напряжения, задаваемая коэффициентом деления

$$N = \frac{R_1 + R_{2в}}{R_{2в}}, \tag{5-6}$$

который является множителем к показаниям вольтметра и обычно берется порядка 10—100. Величина

$$R_{2в} = \frac{R_2 R_в}{R_2 + R_в} \tag{5-7}$$

представляет собой полное сопротивление второго плеча делителя с учетом шунтирующего влияния входного активного сопротивления вольтметра $R_в$. Если $R_в \gg R_2$, то можно считать, что $R_{2в} \approx R_2$. Но часто сопротивления R_2 и $R_в$ оказываются соизмеримыми, так как общее сопротивление делителя, определяющее входное активное сопротивление измерительной схемы, приходится выбирать порядка 10 *Мом* и более. Тогда величина $R_в$ может существенно влиять на требуемую величину сопротивления R_2 и коэффициент деления N. Поэтому каждый делитель рассчитывают для работы лишь с конкретным типом вольтметра.

Недостатком резистивного делителя является зависимость коэффициента деления от частоты вследствие влияния входной емкости

вольтметра $C_в$, сопротивление которой на высоких частотах может оказаться соизмеримым с сопротивлением R_2. С учетом емкости $C_в$ фактический коэффициент деления

$$N \approx (R_1 + R_{2в}) \sqrt{\frac{1}{R_{2в}^2} + (2\pi f C_в)^2}. \qquad (5\text{-}8)$$

Например, при $R_1 = 9$ *Мом*, $R_{2в} = 1$ *Мом* и $C_в = 10$ *пф* частоте $f = 1$ *кгц* соответствует $N \approx 10$, а при $f = 100$ *кгц* $N \approx 27$. Кроме того, следует учитывать, что с повышением частоты входное сопротивление вольтметра $R_в$ начинает уменьшаться, что увеличивает погрешность измерений. Поэтому применение резистивных делителей напряжения ограничивается областью низких частот. Некоторого расширения частотного диапазона можно достигнуть уменьшением сопротивлений делителя, что не всегда допустимо.

При измерении напряжений высоких частот значительно лучшие результаты дают емкостные делители напряжения (рис. 5-8, *б*). Один из конденсаторов делителя, например C_2, обычно допускает регулировку емкости, что позволяет компенсировать влияние входной емкости вольтметра $C_в$. При этом коэффициент деления

$$N = \frac{C_1 + C_2 + C_в}{C_1}. \qquad (5\text{-}9)$$

Для уменьшения входной емкости измерительной схемы емкости делителя желательно брать малыми. Но такой делитель пригоден для измерений лишь в области высоких частот, так как на низких частотах сопротивление емкости C_2 становится соизмеримым с входным сопротивлением вольтметра $R_в$, что повышает погрешность измерений. Для измерения напряжений низких частот иногда применяют отдельные делители напряжения с повышенными значениями емкостей.

При использовании делителей напряжения погрешность измерений обычно возрастает в 2—3 раза.

5-5. УНИВЕРСАЛЬНЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ

Вольтметры переменного тока типа «детектор — усилитель» могут быть легко превращены в универсальные путем использования входящего в их состав электронного вольтметра постоянного тока для непосредственного измерения постоянных напряжений [1]. Для этой цели в схему прибора вводится дополнительная цепь, подключение которой показано пунктиром на схеме (рис. 5-7). Измеряемое постоянное напряжение положительным полюсом подается на зажим *2*, а отрицательным — на зажим *3* и через резисторы R_3 и R_2 подводится к лампе $Л_2$.

Согласующий резистор R_3 обеспечивает использование одних и тех же шкал для отсчета переменных и постоянных напряжений. Сопротивление $R_3 = 0$, если градуировка шкалы выполнена в таких значениях переменного напряжения, что она остается справедливой при любой форме последнего, например, градуировка амплитудного

[1] «Радио», 53—2—49, 53—10—60, 56—10—49, 57—5—46, 58—5—46, 58—9—40, 59—3—47, 60—5—49, 61—3—53, 62—2—54, 62—4—32, 62—12—29, 66—6—56.

вольтметра — в значениях амплитуды U_m. Если же шкала амплитудного вольтметра проградуирована в действующих значениях синусоидального напряжения, то при любой форме измеряемого напряжения отсчет по шкале соответствует величине $0{,}707\,U_m$. Для использования той же шкалы при измерении постоянных напряжений U_x необходимо к сопротивлению R_1 подводить напряжение $0{,}707\,U_x$. Из условия $R_1/(R_3+R_1)=0{,}707$ находим: $R_3=0{,}415\,R_1$. Например, при $R_1=20$ *Мом* необходимая величина $R_3\approx 8{,}3$ *Мом*. Если резистор R_3 подключают непосредственно к сетке лампы $Л_2$ (см. рис. 5-6), то его сопротивление берут равным $0{,}415\,(R_1+R_2)$. Включение резистора R_3 полезно и в том отношении, что он ограничивает напряжение, подводимое к лампам вольтметра при неправильной полярности подключения измеряемого постоянного напряжения.

В некоторых приборах при измерении постоянных напряжений цепь диодного детектора отключается.

5-6. ТРИОДНЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Действие триодных вольтметров основано на использовании как детекторных, так и усилительных свойств ламповых или полупроводниковых триодов [1].

Простейшая схема электронного триодного вольтметра представлена на рис. 5-9. В этой схеме разделительный конденсатор C_1 и резистор утечки R_1 образуют закрытый для постоянных напряжений вход. Конденсаторы большой емкости C_2 и C_3 являются блокировочными, через них замыкаются переменные составляющие сеточного и анодного токов.

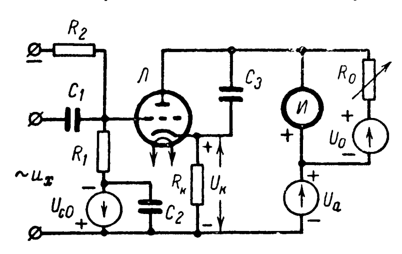


Рис. 5-9. Схема простейшего триодного вольтметра.

Бо́льшая часть триодных вольтметров работает в режиме анодного детектирования, который обеспечивается подачей на сетку лампы отрицательного напряжения смещения U_{c0} или напряжения отрицательной обратной связи $U_к$ с резистора $R_к$. В этом режиме благодаря отсутствию сеточного тока может быть получено очень высокое входное сопротивление вольтметра, которое в области низких частот определяется в основном сопротивлением резистора R_1. Верхняя граница рабочего диапазона частот достигает десятков мегагерц и ограничивается входной емкостью вольтметра и индуктивностью подводящих проводов.

Вольтметры с анодным детектированием обычно выполняются как квадратичные; для этого берут $R_к=0$, благодаря чему зависимость между анодным током и напряжением на управляющей сетке определяется статической характеристикой лампы. Предположим, что рабочая точка A выбрана в середине нижнего криволинейного участка статической характеристики, как это показано на рис. 5-10. Тогда

[1] «Радио», 50—10—28, 62—7—57.

при закороченных входных зажимах (т. е. при отсутствии измеряемого напряжения u_x) через измеритель $И$, включенный в анодную цепь, будет протекать начальный ток I_{a0}. Компенсация его производится теми же способами, что и в электронных вольтметрах постоянного тока (см. § 3-7, 3-8 и 3-12).

При подаче на вход напряжения u_x анодный ток становится пульсирующим. Так как положительной полуволне u_x соответствует бо́льшая крутизна характеристики, чем отрицательной полуволне, то постоянная составляющая пульсирующего анодного тока будет больше начального анодного тока I_{a0}. Исследования показывают, что

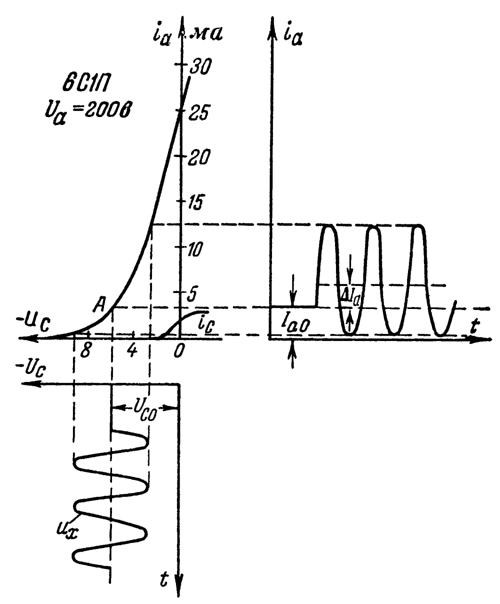


Рис. 5-10. График, поясняющий принцип действия квадратичного триодного вольтметра.

приращение анодного тока ΔI_a при работе в пределах криволинейного участка статической характеристики приближенно подчиняется квадратичному закону

$$\Delta I_a \approx kU^2, \tag{5-10}$$

где U — действующее значение измеряемого напряжения, а k — коэффициент пропорциональности. Поэтому градуировка квадратичного вольтметра, приведенная в действующих значениях напряжения U, будет справедлива при любой форме измеряемого напряжения и любой полярности подключения его к входным зажимам. Шкала такого вольтметра имеет квадратичный характер.

Предел измерений квадратичного вольтметра ограничивается квадратичным участком характеристики лампы и областью нулевых сеточных токов и не превышает нескольких вольт. Некоторое расши-

рение предела измерений достигается при выборе лампы с малым коэффициентом усиления μ и увеличении анодного напряжения $U_а$.

При включении в цепь катода лампы резистора $R_к$ характеристика $i_а(u_с)$ спрямляется и вольтметр становится амплитудным, а в случае шунтирования $R_к$ конденсатором большой емкости — вольтметром средневыпрямленного значения.

Триодные вольтметры с сеточным детектированием практически не применяются из-за малого входного сопротивления, обусловленного наличием сеточного тока.

Триодные вольтметры переменного тока имеют схемы, сходные со схемами электронных вольтметров постоянного тока, отличаясь от последних в основном лишь наличием разделительных и блокировочных конденсаторов. Как и в вольтметрах постоянного тока, в триодных вольтметрах переменного тока широко применяются мостовые схемы установки нуля измерителя, а также балансные двухламповые схемы, повышающие устойчивость установки нуля при изменении режима работы вольтметра. Благодаря данной аналогии любой триодный вольтметр переменного тока можно сделать универсальным, применив его и для измерения постоянных напряжений. Например, в схеме на рис. 5-9 измеряемое постоянное напряжение может подаваться на сетку лампы через согласующий резистор R_2.

5-7. ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКТИВНОГО ВЫПОЛНЕНИЯ И ГРАДУИРОВКИ ЭЛЕКТРОННЫХ ВОЛЬТМЕТРОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Диапазон рабочих частот электронного вольтметра определяется величиной и характером его входного сопротивления, составляющими которого являются входное активное сопротивление $R_в$, входная емкость $C_в$ и индуктивность соединительных проводов $L_в$ (см. рис. 5-1). Значения всех этих величин зависят от схемы и конструктивного выполнения входной части вольтметра.

Входная емкость лампового вольтметра $C_в$ складывается из емкости между электродами входной лампы, емкости между входными гнездами ламповой панельки и емкости монтажа. Наименьшую емкость входа имеют измерительные диоды 6Д8Д (0,3 *пф*), 2Д1С (0,4 *пф*) и 12Х3С (0,48 *пф*), а из малогабаритных ламп — диоды 6Д4Ж (1,9 *пф*), 6Д6А (3 *пф*), 6Х2П (3,8 *пф*) и триоды 6С1Ж (1 *пф*), 6С1П (1,4 *пф*); последние часто применяются в диодном включении. Емкость между гнездами ламповой панельки равна примерно 2 *пф*. При использовании малогабаритных деталей и зажимов, достаточном удалении их друг от друга и выполнении соединений короткими проводами емкость монтажа равна 3—6 *пф*. Следовательно, при правильном выборе входной лампы и аккуратном выполнении монтажа входная емкость вольтметра не превышает 6—10 *пф*. Эту емкость можно снизить до 5—8 *пф* при отказе от ламповой панельки и подпайке элементов монтажа непосредственно к выводным штырькам лампы.

Входное активное сопротивление вольтметра $R_в$ при работе на низких частотах в основном определяется сопротивлением резистора утечки, включенного параллельно входным электродам при закрытой схеме входа. При работе на высоких частотах начинают сказываться диэлектрические потери во входной емкости $C_в$, которые складывают-

ся из потерь в цоколе лампы, ламповой панельке, диэлектрике между входными зажимами и т. п. Эти потери, уменьшающие сопротивление $R_в$, возрастают с повышением частоты измеряемого напряжения. Уменьшение диэлектрических потерь достигается применением бесцокольной входной лампы, керамической ламповой панельки (если нельзя обойтись без нее) и монтажом элементов высокочастотной части и входных зажимов на панелях из высокочастотного диэлектрика: полистирола, радиофарфора и т. п. Эти меры позволяют получить на частоте 1 *Мгц* сопротивление $R_в$ порядка нескольких мегом (на частоте 10 *Мгц* оно уменьшается до сотен килоом).

При измерении напряжений в диапазоне УКВ, когда время пробега электронов между электродами лампы становится соизмеримым с периодом измеряемого напряжения, потери во входных цепях радиоламп резко возрастают. При применении входных ламп средних габаритов (например, типа 6Х6С, 6С5С и др.) эти потери приводят к снижению величины $R_в$ до нескольких килоом на частоте 100 *Мгц*. Поэтому в высокочастотных вольметрах для сохранения достаточно высокого входного сопротивления обычно применяют малогабаритные бесцокольные лампы, у которых расстояние между электродами очень мало; этим удается повысить величину $R_в$ до сотен килоом на частоте 100 *Мгц*.

При выполнении монтажа короткими проводами и применении малогабаритных и безындукционных входных разделительных конденсаторов индуктивность $L_в$ входной цепи получается порядка сотых долей микрогенри, а ее собственная резонансная частота $f_в$ — порядка сотен мегагерц. Соединительные провода, связывающие входные зажимы с исследуемой цепью, обладая распределенными по длине индуктивностью и емкостью, уменьшают частоту $f_в$, а следовательно, и предельную рабочую частоту $f_{макс}$, соответствующую допустимой точности измерений. Влиянием соединительных проводов можно практически пренебречь, если длина их l не превышает 1% длины волны λ измеряемого напряжения. Если же, например, $l = 0{,}05\,\lambda$, то погрешность измерений может возрасти до 20%.

Если входные зажимы смонтированы на панели прибора, то при измерении высокочастотных напряжений не всегда удается настолько приблизить вольтметр к исследуемой цепи, чтобы обойтись соединительными проводами допустимой длины. Поэтому во многих электронных вольтметрах входная высокочастотная часть (амплитудный детектор в вольтметрах типа «детектор — усилитель», катодный повторитель в вольтметрах типа «усилитель — детектор») выполняется в виде отдельного малогабаритного экранированного выносного узла, называемого пробником (см. рис. 5-6). При использовании в качестве входного детектора точечного полупроводникового диода, например типа Д2Ж, пробник может быть уменьшен до размеров авторучки при одновременном снижении входной емкости до 3—5 *пф*. Недостатком такого пробника является пониженное входное активное сопротивление, которое ограничивается обратным сопротивлением диода и на низких частотах не превышает 1 *Мом*. Пробник соединяется с остальной частью вольтметра гибким экранированным кабелем, параметры которого существенного значения не имеют. Во время измерений пробник подносится к исследуемой цепи и размещенным в его головке потенциальным штырем непосредственно или коротким проводником присоединяется к точке высшего потенциала цепи; второй зажим (например, типа «крокодил»), соеди-

ненный с общим минусом вольтметра, подключают к точке меньшего потенциала. В некоторых приборах при измерении напряжений сравнительно низких частот, когда пользование выносным пробником не обязательно, его помещают в специальном отсеке внутри кожуха вольтметра. При этом входные штырьки пробника соединяют с входными зажимами, размещенными на панели прибора.

Если электронный вольтметр предназначен и для измерения постоянных напряжений, то для последней цели желательно изготовить экранированный щуп, в наконечнике которого монтируют часть согласующего сопротивления (рис. 5-6). Иногда пробник и щуп помещают в общем корпусе.

Регулировка и градуировка электронных вольтметров (как и других вольтметров переменного тока) может производиться при помощи схемы, приведенной на рис. 5-11. Здесь в качестве образцового используется вольтметр *V* электромагнитной или электродинамической системы. Он должен быть высокого класса точности и

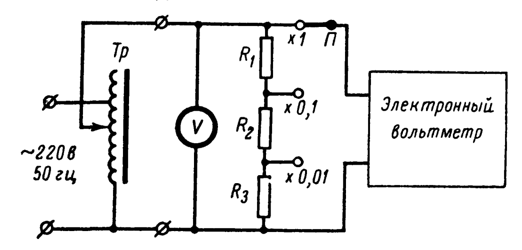


Рис. 5-11. Схема градуировки вольтметров переменного тока.

иметь предел измерений, равный или больший предельного значения измеряемого электронным вольтметром напряжения.

При помощи автотрансформатора *Тр* с плавной регулировкой (например, типа ЛАТР или РНШ) на делитель $R_1 — R_3$ подают напряжение, равное предельному измеряемому, и при установке переключателя *П* в положение «*1*» регулировкой элементов электронного вольтметра добиваются отклонения стрелки его измерителя на всю шкалу. Затем перемещением ползунка автотрансформатора плавно уменьшают напряжение и проверяют градуировку в ряде промежуточных точек. Делитель напряжений позволяет использовать один однопредельный образцовый вольтметр *V* для градуировки электронного вольтметра на нескольких пределах. Если образцовый вольтметр является многопредельным, схема градуировки соответственно упрощается исключением из нее делителя напряжения.

Проверка и градуировка электронных вольтметров значительно упрощается при использовании специального образцового прибора — калибратора вольтметров, например типа В1-2. Последний прибор является источником большого ряда образцовых напряжений как постоянного, так и синусоидального тока низких частот (50, 400 и 1 000 *гц*), регулируемых ступенями в пределах от 0,05 *мв* до 300 *в* (по выбору — в действующих или амплитудных значениях) и выдаваемых с погрешностью не более ±1% (±0,03 *мв*).

5-8. ПИТАНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ ВОЛЬТМЕТРОВ

В зависимости от схемы и условий применения питание электронных вольтметров производят от источников постоянного или переменного тока.

Транзисторные вольтметры, как правило, питают от малогабаритных сухих или аккумуляторных батарей (типа 3,7-ФМЦ-0,5, «Крона», 7Д-0,12 и др.), что позволяет использовать их в любых условиях эксплуатации. В переносных ламповых вольтметрах применяются экономичные лампы (типа 1Б2П, 1К2П, 1А2П, 1Н3С и др.), цепь накала которых можно питать от одного элемента на 1,4—1,5 *в*. Следует предусмотреть регулировку напряжения накала реостатом и контроль его величины измерителем вольтметра посредством подключения измерителя к цепи канала последовательно с добавочным резистором. Небольшой ток, потребляемый высоковольтными цепями этих ламп, позволяет применить для их питания малогабаритные анодные батареи типа 80-АМЦГ-0,15, 49-САМЦГ-0,25п и др. или использовать маломощный транзисторный преобразователь напряжения, питаемый от батареи накала.

При питании лампового вольтметра от сети переменного тока расширяются возможности выбора схемы, ламп, режима работы. Это позволяет использовать в приборе менее чувствительный измеритель при одновременном расширении пределов измерений и увеличении входного сопротивления. Так как нагрузка выпрямителя не превышает 10—20 *ма*, а пульсации высокого напряжения мало влияют на работу вольтметра, то выпрямитель обычно выполняется по однополупериодной схеме на маломощной приемно-усилительной лампе в диодном включении, а его фильтр содержит лишь конденсатор емкостью в несколько микрофарад, включенный параллельно нагрузке.

Для повышения устойчивости работы вольтметра при возможных колебаниях питающего напряжения желательна стабилизация режима питания ламп. Частичная стабилизация достигается включением бареттеров последовательно в цепь накала ламп и стабилитронов параллельно нагрузке выпрямителя. Лучшие результаты дает применение феррорезонансных стабилизаторов, обеспечивающих одновременную стабилизацию переменных напряжений на всех вторичных обмотках силового трансформатора.

Провода питания у самого выхода их из кожуха вольтметра следует соединить с корпусом конденсаторами емкостью в несколько тысяч пикофарад. Эти конденсаторы будут препятствовать воздействию на вольтметр высокочастотных помех, распространяющихся по проводам питающей сети.

Питание электронных вольтметров рекомендуется включать за 10—15 *мин* до начала измерений, что необходимо для установления теплового режима их работы.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

ПРИБОРЫ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

6-1. ОСОБЕННОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ТОКОВ ВЫСОКИХ ЧАСТОТ

При настройке и контроле режима колебательных контуров и антенных цепей радиопередатчиков возникает необходимость в измерении токов высоких частот. Приборы электромагнитной и электродинамической систем непригодны для этой цели из-за больших значений индуктивностей катушек и входных емкостей. Ограниченно используются и приборы выпрямительной системы, обладающие значительной входной емкостью (см. рис. 4-6). Наибольшее применение для измерения токов в широком диапазоне высоких и низких частот получили термоэлектрические приборы.

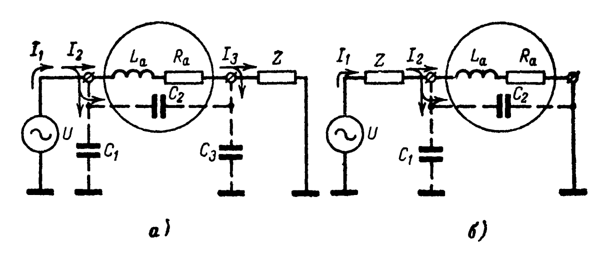


Рис. 6-1. Эквивалентные схемы высокочастотной цепи при неправильном (*а*) и при правильном (*б*) включении амперметра.

Эквивалентные схемы высокочастотной цепи при двух возможных вариантах включения в нее амперметра (миллиамперметра) показаны на рис. 6-1. Амперметр представляет для исследуемой цепи комплексное сопротивление, состоящее из активного сопротивления R_a и индуктивности L_a рабочей части прибора, емкости C_2 между входными зажимами и емкостей C_1 и C_3 входных зажимов по отношению к корпусу (земле). Поэтому включение амперметра приводит к изменению тока в цепи, причем величина и характер этого изменения зависят от частоты тока. Кроме того, часть протекающего в цепи тока ответвляется через шунтирующие емкости C_1, C_2 и C_3. Следовательно, ток I_1 в цепи источника, ток I_2, измеряемый амперметром, и ток I_3, протекающий через нагрузку Z, будут различны (для схемы на рис. 6-1,*а* $I_1 > I_2 > I_3$). Так как соотношения между этими токами зависят от частоты, то возникает дополнительная частотная погрешность, возрастающая с повышением частоты. Даже в лучших приборах на частотах выше 100 *Мгц* погрешность становится настолько большой, что непосредственное измерение тока становится нецелесообразным.

Для получения достаточно высокой точности измерений необходимо, чтобы полное сопротивление прибора было значительно меньше сопротивления исследуемой цепи и носило по возможности активный характер. Это легче достигается при малых размерах изме-

рительного механизма прибора и удалении его от массивных металлических масс.

Влияние прибора на режим цепи можно уменьшить включением его в точки цепи с наименьшим (по высокой частоте) потенциалом относительно корпуса (земли). В этом случае емкость C_3, как это видно из схемы (рис. 6-1, *б*) оказывается замкнутой накоротко, а ответвление тока через емкости C_1 и C_2 уменьшается и не приводит к шунтированию нагрузки Z. Правильное включение приборов для измерения высокочастотных токов показано на рис. 6-2. Амперметр A измеряет контурный ток. В индуктивную ветвь контура, например в точке *1*, его включать нельзя, так как результат измерений был бы искажен прохождением через амперметр постоянной составляющей анодного тока Нежелательно амперметр включать и в точку *2*, так как емкость относительно корпуса будет вызывать расстройку контура. По указанным выше причинам невозможно включение амперметра и в точке *3*. Для измерения высокочастотной составляющей анодного тока и устранения воздействия на прибор постоянной составляющей тока в мощных передатчиках миллиамперметр mA_1 связывают с исследуемой цепью через измерительный трансформатор тока Tp (§ 6-4). Миллиамперметр mA_2 входит в схему вольтметра, измеряющего переменную составляющую анодного напряжения (§ 6-5).

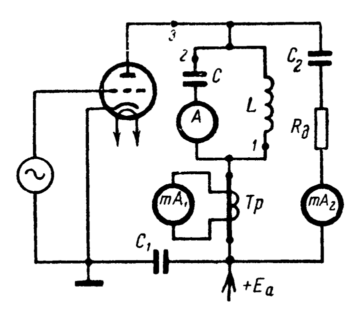


Рис. 6-2. Схема включения высокочастотных приборов в цепи усилителя высокой частоты.

Выключение измерительного прибора из колебательного контура после настройки последнего неизбежно ведет к некоторой расстройке контура, изменению режима его работы. Поэтому часто применяют постоянное включение высокочастотных приборов в контролируемые цепи.

6-2. МИЛЛИАМПЕРМЕТРЫ И АМПЕРМЕТРЫ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

Действие термоэлектрических приборов основано на преобразовании посредством термопреобразователя переменного тока в постоянный и измерении последнего чувствительным измерителем (микроамперметром или милливольтметром) магнитоэлектрической системы [1].

Схематическое устройство термоэлектрического прибора показано на рис. 6-3. Измеряемый переменный ток с действующим значением I, проходя по нагревателю *H*, выделяет тепловую энергию, которая повышает температуру спая *г* термопары (термоэлемента), состоящей из двух разнородных проводников (например, железной *Ж*

---

[1] «Радио», 51—10—55.

и константановой K проволочек). Под действием разности температур $t_г - t_х$ горячего спая $г$ и холодных концов $x - x$ термопары возникает постоянная по направлению термо-э. д. с., которая создает в контуре термопары и измерителя постоянный термоток $I_т$. Так как между токами $I_т$ и I существует строгая функциональная зависимость, то шкала измерителя может градуироваться непосредственно в действующих значениях измеряемого тока. При необходимости подгонки предела измерений последовательно с измерителем включают резистор $R_т$ из манганиновой проволоки.

Нагреватель H и термопара $ЖК$ образуют термопреобразователь, который помещается внутри корпуса измерителя или выполняется в виде отдельного элемента, соединенного с измерителем калиброванным экранированным кабелем. По способу нагрева горячего спая термопары термопреобразователи разделяются на контактные (рис. 6-3, *а*), у которых спай *г* приваривается к средней точке нагревателя, и бесконтактные (рис. 6-3, *б*), у которых нагреватель и горячий спай разделены изолятором (например, воздушным промежутком или бусинкой из стекла или фарфора).

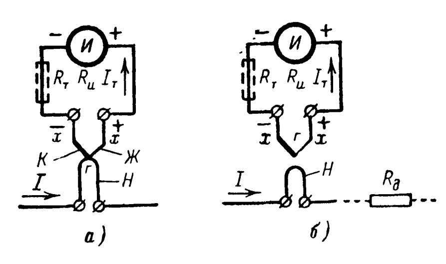


Рис. 6-3 Схемы термоэлектрических миллиамперметров с контактным (*а*) и бесконтактным (*б*) термопреобразователями.

Величина термо-э. д. с. зависит от материала проводников термопары и возрастает с повышением разности температур $t_г - t_х$ горячего и холодных концов.

Термоэлектрические свойства металлов принято оценивать величиной термо-э. д. с. термопары, состоящей из данного металла и платины. Зависимости этой термо-э. д. с. от температуры $t_г$ при постоянной температуре $t_х = 0$ для некоторых металлов, применяемых в термопарах, приведены на рис. 6-4. Термо-э. д. с. считается положительной, если ток во внешней цепи термопары протекает от данного металла к платине, и отрицательной — при противоположном направлении тока. Например, при $t_г = 400° C$ термопара железо — платина дает термо-э. д. с. $E_{ж-п} = 5{,}5$ *мв*, а термопара константан — платина — термо-э. д. с. $E_{к-п} = -15{,}3$ *мв*.

Термо-э. д. с. термопар, не содержащих платины, определяется как алгебраическая разность термо-э. д. с. двух термопар, каждая из которых содержит один из металлов исследуемой термопары и платину. Например, при $t_г = 400° C$ термо-э. д. с. термопары железо — константан $E_{ж-к} = E_{ж-п} - E_{к-п} = 5{,}5 - (-15{,}3) = 20{,}8$ *мв*, причем ток во внешней цепи термопары будет протекать от железа к константану.

Если температура холодных концов отличается от нуля, то результирующая термо-э. д. с. определяется как разность термо-э. д. с. при температурах $t_г$ и $t_х$. Например, для термопары железо — константан при $t_г = 400° C$ и $t_х \neq 50° C$ результирующая термо-э. д. с. равна $20{,}8 - 2{,}5 = 18{,}3$ *мв*.

Следует учитывать, что действительное значение термо-э. д. с. может отличаться в пределах $\pm 20\%$ от расчетного в зависимости

от содержащихся в металлах примесей, процентного состава сплавов, термической обработки поверхности проводников и пр.

С целью получения большой термо-э. д. с. проводники термопары изготовляют из металлов, значительно различающихся по их термоэлектрическим свойствам и допускающих длительный нагрев до 600—1 000° С. Удельное сопротивление проводников желательно иметь возможно меньшим, что не всегда оказывается совместимым с требованием стабильности во времени электрических параметров термопары. Практическое применение находят термопары железо — константан, нихром — константан, нихром — никель, хромель — копель, медь — константан, золотопалладий — платиноиридий и др.

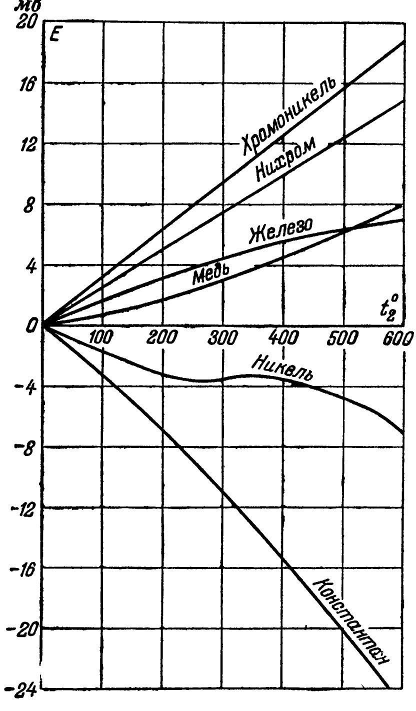


Рис. 6-4. График зависимости термо-э. д. с. от температуры для некоторых металлов и сплавов.

Существенное значение имеет теплопроводность проводников термопары и окружающей ее среды, так как замедленный отвод тепла от термопары приводит к тепловой инерции термоэлектрического прибора, т. е. к запаздыванию срабатывания измерительного механизма при изменении измеряемого тока. Для улучшения отвода тепла от холодных концов термопары и стабилизации их температуры эти концы присоединяют к массивным медным или латунным зажимам. Для улучшения отвода тепла от горячего спая проводники термопары берут тонкими, диаметром не более 0,1 *мм*.

Длина проводников обычно не превышает 1 *см*, а их сопротивление составляет единицы или несколько десятков ом.

Малую тепловую инерцию имеют приборы с контактными термопреобразователями. Поэтому при очень низких частотах измерители этих приборов начинают реагировать на мгновенные значения измеряемого тока, что делает показания приборов неустойчивыми и ограничивает нижнюю границу рабочего диапазона частотой 20—50 *гц*. Приборы с бесконтактными термопреобразователями обладают значительной тепловой инерцией, достигающей 5 *сек* и более, что позволяет использовать их для измерения токов с частотой менее 20 *гц*.

Нагреватели изготовляют из материалов, обладающих высоким и не зависящим от температуры удельным сопротивлением, напри-

мер чугунной, нихромовой или золотопалладиевой проволоки. Длина нагревателя берется порядка 1 *см*, а диаметр его определяется предельным значением измеряемого тока. В простейших термопреобразователях типа «термокрест» нагреватель и термопара изготовляются из одних и тех же проволочек, расположенных крестообразно и свариваемых в точке пересечения *г* (рис. 6-5, *а*). Приборы с «термокрестом» пригодны для измерения лишь малых токов, ограничиваемых диаметром проводников термопары. Недостатком их является также то, что вследствие заметного сопротивления места спая часть измеряемого тока может ответвляться в цепь термопары.

На нагрев спая термопары тратится лишь небольшая доля выделяющегося в нагревателе тепла, бóльшая часть которого теряется в

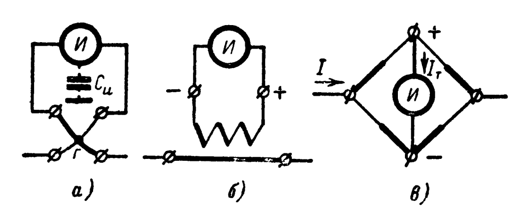


Рис. 6-5. Схемы термоэлектрических приборов с термопреобразователями типа «термокрест» (*а*), типа «термобатарея» (*б*) и мостового типа (*в*).

результате лучеиспускания, конвекции и теплопроводности элементов термопреобразователя. Для уменьшения потерь тепла на излучение великий русский физик П. Н. Лебедев в 1895 г. предложил помещать термопреобразователь в стеклянную колбочку с высоким вакуумом. Вакуумные термопреобразователи[1] при одинаковом измеряемом токе обеспечивают в 10—30 раз бóльшую термо-э. д. с., чем аналогичные им по устройству воздушные термопреобразователи, и применяются в термоэлектрических приборах высокой чувствительности с током полного отклонения от 1 до 300—500 *ма*.

В преобразователях, содержащих одну термопару, при термо-э. д. с. E и внутреннем сопротивлении термопары r ток в контуре термопары

$$I_т = \frac{E}{r + R_и}, \qquad (6\text{-}1)$$

а мощность, подводимая к измерителю,

$$P = I_т^2 R_и = \frac{E^2}{(r + R_и)^2} R_и. \qquad (6\text{-}2)$$

Эта мощность имеет наибольшее значение

$$P_{макс} = \frac{E^2}{4r} \qquad (6\text{-}3)$$

при выборе измерителя с внутренним сопротивлением $R_и = r$.

Одним из способов повышения чувствительности термоэлектрических приборов является применение многоэлементных термопреоб-

[1] «Радио», 57—2—44.

разователей, содержащих несколько (n) термопар, соединенных последовательно и образующих **термобатарею** (рис. 6-5, *б*). При этом мощность, подводимая к измерителю,

$$P = \frac{(nE)^2}{(nr + R_и)^2} R_и \qquad (6\text{-}4)$$

получает наибольшее значение

$$P_{макс} = \frac{nE^2}{4r} \qquad (6\text{-}5)$$

при выборе измерителя с $R_и = nr$.

Повышение чувствительности достигается и при использовании термопреобразователей с термопарами, включенными по мостовой схеме (рис. 6-5, *в*). Их особенностью является отсутствие специальных нагревателей, измеряемый ток проходит непосредственно по проводникам термопар. Для создания разности температур между спаями термопар и их концами последние присоединяют к массивным зажимам. При строгой идентичности термопар измеряемый ток в цепь измерителя не ответвляется.

Термоэлектрические приборы с отдельными термопреобразователями выпускаются с одним верхним пределом измерений от 1 *ма* до 50 *а*. Падение напряжения на нагревателе при предельном токе, характеризующее влияние прибора на режим исследуемых цепей, составляет 0,2—0,8 *в*. Нагреватели весьма чувствительны к перегрузкам и легко перегорают; для большинства термоэлектрических приборов предельный ток превышает номинальное значение измеряемого тока лишь на 20—50%.

6-3. ПОГРЕШНОСТИ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРИБОРОВ

Основная приведенная погрешность термоэлектрического прибора (определяющая класс точности его) обычно приводится для частоты измеряемого тока 50 *гц* и составляет не менее 1% для переносных приборов и 2,5% для щитовых приборов.

Изменение внешней температуры приводит к дополнительной **температурной** погрешности вследствие изменений величины термо-э. д. с. и сопротивления цепи термотока. Погрешность уменьшается при включении последовательно с измерителем подгоночного манганинового резистора $R_т$ (см. рис. 6-3). В приборах класса 1,5 и выше температурную компенсацию усиливают включением в цепь термотока термистора — непроволочного резистора с большим отрицательным температурным коэффициентом. Для получения требуемой величины компенсации термистор шунтируют манганиновым резистором, сопротивление которого подбирают. Применением указанных мер добиваются, чтобы температурная погрешность на каждые 10° С изменения температуры относительно ее номинального значения не превышала величины основной погрешности прибора.

Тепловая энергия, выделяющаяся при прохождении тока по нагревателю, а следовательно, и величина термо-э. д. с. не зависят от частоты измеряемого тока, поэтому термоэлектрические приборы пригодны для измерения токов в широком диапазоне низких и высоких частот. Тепловая инерция прибора увеличивает погрешность

измерения токов, действующая величина которых непрерывно или часто изменяется. В то же время при повышенной тепловой инерции создается возможность измерения прибором токов очень низких частот порядка единиц герц.

На высоких частотах порядка мегагерц появляется дополнительная **частотная** погрешность, возрастающая с частотой. В приборах, измеряющих малые токи, частотная погрешность в основном вызывается влиянием индуктивности $L_а$ и шунтирующих емкостей C_1, C_2 и C_3 нагревателя (см. рис. 6-1). Уменьшение погрешности достигается разносом выводов нагревателя, отказом от входных зажимов, правильным выбором места включения прибора.

В приборах с пределом измерения 200—300 *ма* и выше наибольшая погрешность вызывается возрастанием с частотой активного сопротивления нагревателя вследствие поверхностного эффекта, заключающегося в уменьшении глубины проникновения в проводник высокочастотного тока. Чем толще проводник, тем сильнее проявляется поверхностный эффект. Следовательно, чем больше предельное значение измеряемого тока $I_п$, тем на меньших частотах можно применять термоприбор. Если ограничить допустимую частотную погрешность, вызываемую поверхностным эффектом, значением 5%, то для приближенного определения максимальной частоты измерений $f_{макс}$ можно воспользоваться практической формулой

$$f_{макс\,[Мгц]} \leqslant \frac{75}{I_{п\,[а]}}. \qquad (6\text{-}6)$$

Например, при наличии термоамперметра на 1 *а* его можно применять для измерения токов с частотой до 75 *Мгц*. Для ослабления действия поверхностного эффекта в приборах с пределом измерения свыше 1 *а* в качестве нагревателей используют тонкостенные металлические трубки или металлизированные керамические цилиндры.

В приборах с контактными термопреобразователями максимальная рабочая частота понижается вследствие ответвления части измеряемого тока через цепь термопары и емкость $C_и$ между измерителем и землей (рис. 6-5, *а*). Этот емкостный ток, возрастающий с частотой, дополнительно нагревает проводники термопары, что приводит к искажению результатов измерений или перегоранию термопары. Поэтому контактные термопреобразователи применяют лишь со щитовыми малогабаритными измерителями, хорошо изолированными от земли. В приборах с бесконтактными термопреобразователями электрическая связь между нагревателем и термопарой ослаблена и определяется емкостью не более 1 *пф*, что позволяет расширить верхнюю границу их частотного диапазона до десятков мегагерц.

6-4. РАСШИРЕНИЕ ПРЕДЕЛОВ ИЗМЕРЕНИЯ ТЕРМОМИЛЛИАМПЕРМЕТРОВ

Применение термоамперметров с отдельными термопреобразователями на большие номинальные токи (более 1 *а*) не всегда целесообразно, так как с повышением предела измерений возрастает потребляемая термопреобразователем мощность и понижается верх-

няя граница рабочего диапазона частот. Поэтому в качестве измерителей больших высокочастотных токов часто применяют термомиллиамперметры, предел измерений которых расширяют до требуемого значения с помощью измерительных трансформаторов тока.

Наиболее распространенная конструкция термоамперметра с трансформатором тока схематически показана на рис. 6-6. Первичной обмоткой трансформатора является провод, по которому протекает измеряемый ток I_1, например провод антенны. Однослойная вторичная обмотка равномерно намотана на тороидальном ферритовом сердечнике и замкнута на нагреватель термоприбора. Ток во вторичной обмотке

$$I_2 = \frac{I_1 \omega M}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}, \qquad (6\text{-}7)$$

где $\omega = 2\pi f$ — угловая частота тока; M — взаимоиндуктивность между обмотками трансформатора, а R и L — активное сопротивление и индуктивность вторичной обмотки. При частотах порядка килогерц и выше $R \ll \omega L$ и первым членом знаменателя можно пренебречь. Тогда

$$I_2 \approx I_1 \frac{M}{L}. \qquad (6\text{-}8)$$

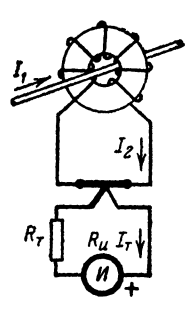


Рис. 6-6. Схема термоамперметра с измерительным трансформатором тока.

Следовательно, между токами I_2 и I_1 существует пропорциональная, не зависящая от частоты зависимость, характеризуемая коэффициентом трансформации

$$K_т = \frac{I_1}{I_2} \approx \frac{L}{M}, \qquad (6\text{-}9)$$

который приближенно численно равен числу витков вторичной обмотки.

Трансформатор тока вместе с термопреобразователем часто помещают в заземляемый электростатический экран. Особенностью последнего является отсутствие больших замкнутых цепей для вихревых токов, для чего он выполняется из листового материала с рядом воздушных зазоров или в виде сетки из проводников, имеющих электрический контакт лишь на одном из концов. Электростатический экран ослабляет емкостную связь между токонесущим проводом и вторичной обмоткой трансформатора при сохранении между ними индуктивной связи. Этим устраняется ответвление части измеряемого тока на землю через емкость $C_и$ измерителя (см. рис. 6-5, *а*) и повышается предельная рабочая частота трансформатора $f_{макс}$; значение последней ограничивается лишь индуктивностью $L_в$ и емкостью $C_в$ вторичной обмотки в соответствии с формулами (5-1) и (5-2).

Термоамперметры с высокочастотными трансформаторами тока изготовляются классов точности 2,5 и 4,0. Они пригодны для измерений на частотах от нескольких килогерц до десятков и сотен

мегагерц. Из схемы (рис. 6-2) видно, что при включении трансформатора тока *Тр* в цепь пульсирующего тока термоамперметр будет измерять лишь переменную составляющую его. При хорошей высокочастотной изоляции между токонесущим проводом и трансформатором прибор можно включать в высоковольтные точки исследуемой цепи, например в точке *3*.

Измерительные трансформаторы тока широко применяются и на низких частотах для расширения пределов измерений по току приборов электромагнитной, электродинамической и выпрямительной систем. При этом уменьшаются величина потребляемой прибором мощности и падение напряжения на нем, а также создается возможность измерения токов в высоковольтных цепях.

Нормальным для трансформатора тока является работа в режиме, близком к короткому замыканию его вторичной обмотки. Поэтому приборы, включаемые в цепь вторичной обмотки, должны иметь малое внутреннее сопротивление, не превышающее единиц ом. Если разомкнуть цепь вторичной обмотки трансформатора, то при включенной в цепь тока первичной обмотке магнитный поток в сердечнике сильно возрастет (из-за прекращения размагничивающего действия вторичного тока). Это приведет к чрезмерному разогреву сердечника и намагничиванию его, а также к резкому повышению э. д. с., индуцируемой во вторичной обмотке, результатом чего может явиться пробой изоляции. Следовательно, режим холостого хода опасен как для трансформатора, так и для оператора, работающего с ним. Для повышения безопасности работы с трансформатором тока его корпус (экран) и один из зажимов вторичной обмотки заземляют.

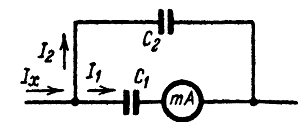


Рис. 6-7. Схема термоамперметра с емкостным шунтом.

Из-за наличия потерь в сердечнике и обмотках трансформатора тока его коэффициент трансформации $K_т$ не является строго постоянным, а зависит от величины и частоты измеряемого тока. Вызываемую этим погрешность измерений можно существенно уменьшить улучшением качества материала сердечника, который должен иметь высокую магнитную проницаемость и малые потери на гистерезис и вихревые токи. Низкочастотные трансформаторы высоких классов точности имеют сердечники из сплавов типа пермаллой. Сердечники высокочастотных трансформаторов тока изготовляют из магнитодиэлектриков.

Пределы измерения термомиллиамперметров можно расширить и более простым способом — посредством шунтов. Использование для этой цели резистивных шунтов нежелательно, так как они поглощают от цепи значительную мощность и обладают заметной индуктивностью. Прибор с таким шунтом можно отградуировать лишь для работы на одной частоте.

Чаще применяются емкостные шунты, состоящие из двух конденсаторов: C_1 и C_2, включаемых по схеме на рис. 6-7. Если емкостные сопротивления конденсаторов во всем рабочем диапазоне частот значительно превышают полное внутреннее сопротивление миллиамперметра *mA*, то коэффициент шунтирования будет определяться формулой

$$N = \frac{I_x}{I_1} = \frac{C_1 + C_2}{C_1} \qquad (6\text{-}10)$$

и градуировка прибора не будет зависеть от частоты.

Емкостный шунт не потребляет мощности от исследуемой цепи, но он заметно увеличивает падение напряжения на измерительном устройстве. Кроме того, его нельзя использовать в цепях с пульсирующим током.

6-5. ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ВОЛЬТМЕТРЫ

Любой термоэлектрический миллиамперметр может быть применен в качестве милливольтметра переменного тока с пределом измерения, равным падению напряжения на нагревателе при отклонении стрелки измерителя на всю шкалу. Для расширения предела измерения по напряжению последовательно с нагревателем включают добавочный резистор $R_д$ (см. рис. 6-3, *б*). При использовании нескольких переключаемых добавочных резисторов вольтметр становится многопредельным [1].

В термовольтметрах обычно используют миллиамперметры с вакуумными термопреобразователями на токи не более 10 *ма*, погрешность которых от поверхностного эффекта пренебрежимо мала.

Верхний предел частотной применимости прибора ограничивается реактивными параметрами добавочного резистора $R_д$. Чем больше сопротивление резистора $R_д$, тем труднее выполнить его безындукционным и безъемкостным. Наиболее стабильно работают на высоких частотах непроволочные резисторы твердоугольные или бороуглеродистые прецизионные типа БЛП. Вольтметры с пределом измерений порядка нескольких вольт применимы при частотах до 40 *Мгц*; при пределе 100 *в* и выше предельная рабочая частота снижается до нескольких мегагерц. Из-за сравнительно малой чувствительности термопреобразователей относительное входное сопротивление термовольтметров невелико — не более 300—500 *ом/в*, что является их главным недостатком.

Термовольтметры применяются для измерения напряжений в несимметричных цепях. К цепям пульсирующего напряжения их присоединяют через разделительные конденсаторы (C_2 на рис. 6-2). Для уменьшения влияния на режим цепи термовольтметр следует включать так, чтобы один из концов нагревателя был заземлен непосредственно или через конденсатор большой емкости (C_1).

6-6. ОСОБЕННОСТИ ГРАДУИРОВКИ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРИБОРОВ

Термоприборы по принципу своего действия пригодны для измерения как переменных, так и постоянных токов и напряжений. Однако для последней цели применение их нецелесообразно.

Температура нагрева горячего спая термопары, а следовательно, и величина термо-э. д. с. примерно пропорциональны квадрату действующего значения тока, протекающего по нагревателю. Поэтому шкала термоприбора имеет квадратичный характер; она

---

[1] «Радио», 63—2—39.

сжата в начале и растянута к концу; это ограничивает рабочий участок шкалы областью показаний от 20 до 100% ее предельного значения. Градуировка прибора, произведенная в действующих значениях измеряемой электрической величины, остается справедливой при любой форме ее кривой.

Термоэлектрические приборы обычно регулируются и градуируются на переменном токе частотой 50 *гц* или на постоянном токе по схемам, аналогичным приведенным на рис. 2-3, 3-2 и 5-11. Подгонка требуемого предела измерений производится подбором сопротивления $R_т$ в термоамперметрах и $R_д$ в термовольтметрах (см. рис. 6-3).

При градуировке на постоянном токе приборов с контактными термопреобразователями (особенно мостовых или типа «термокрест») возможна значительная ошибка вследствие ответвления части измеряемого тока в цепь термопары. При одном направлении этого тока горячий спай термопары дополнительно нагревается; при другом направлении тока происходит его охлаждение. Для устранения ошибки рекомендуется каждое измерение проводить дважды при двух противоположных направлениях тока через нагреватель (за правильное положение стрелки измерителя принимается среднее из двух наблюдаемых положений). При градуировке измеритель должен быть соединен с термопреобразователем теми же проводами, которые используются при работе прибора.

При наличии высокочастотного образцового прибора (термоамперметра класса 1,0—1,5, электронного вольтметра) и генератора высокой частоты желательно проверить градуировку термоприбора на одной из его рабочих частот. При сборке измерительной схемы следует избегать возникновения паразитных связей между ее элементами, которые могут исказить результаты измерений.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МОЩНОСТИ

7-1. ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Экономичность радиоустройств характеризует мощность, потребляемая ими от источников постоянного тока — сухих или аккумуляторных батарей, выпрямителей, различного рода преобразователей и т. д. Приборами, позволяющими производить непосредственный отсчет мощности в цепях постоянного тока, являются ваттметры электродинамической системы. При отсутствии ваттметров применяется косвенный метод измерения мощности, основанный на использовании вольтметров и амперметров (миллиамперметров) постоянного тока.

Для определения мощности, потребляемой электрической цепью или отдельным участком ее, имеющим сопротивление R, измерительные приборы включают по схеме на рис. 7-1, а при $R \gg R_а$ (где $R_а$ — сопротивление амперметра) или по схеме на рис. 7-1, *б* при $R \ll R_в$

(где $R_в$ — входное сопротивление вольтметра). На основании показаний приборов мощность вычисляют по формуле

$$P = UI. \qquad (7\text{-}1)$$

Если в исследуемой цепи протекает пульсирующий ток, то для исключения влияния индуктивности рабочей части амперметра на режим цепи прибор шунтируют конденсатором C.

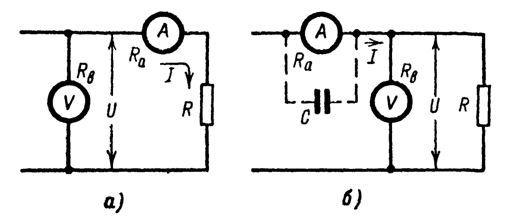


Рис. 7-1. Схемы измерения мощности методом вольтметра — амперметра.

Если величина R достаточно точно известна, то можно ограничиться измерением только напряжения U или тока I, причем при большой величине R может отсутствовать вольтметр, а при малой его величине — амперметр. Мощность рассчитывают по формулам:

$$P = I^2R; \quad P = \frac{U^2}{R}. \qquad (7\text{-}2)$$

7-2. ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ В ЦЕПЯХ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Непосредственное измерение мощности, потребляемой радиоустановкой от сети переменного тока, можно производить ваттметрами электродинамической и индукционной систем. При отсутствии ваттметра измерение производят рассмотренным выше методом вольтметра — амперметра с использованием приборов переменного тока[1]. Однако если сопротивление нагрузки носит комплексный характер (а таким именно является сопротивление переменному току первичной обмотки силового трансформатора), то между напряжением и током в цепи возникает сдвиг по фазе φ, знак и величина которого зависят от характера реактивного сопротивления нагрузки и отношения величины его к величине активного сопротивления. В этом случае потребляемая мощность будет определяться формулой

$$P = UI\cos\varphi, \qquad (7\text{-}3)$$

где U и I — действующие значения напряжения и тока, измеренные приборами.

Если сдвиг фаз φ неизвестен, то потребляемую радиоустановкой мощность характеризуют величиной кажущейся мощности

$$S = UI, \qquad (7\text{-}4)$$

[1] «Радио», 62—8—57, 63—3—61, 63—9—32, 64—4—61.

которую выражают в условных единицах — вольт-амперах (*ва*). Так как cosφ, носящий название коэффициента мощности, почти всегда меньше единицы, то численно величина кажущейся мощности больше действительной. Для маломощных силовых трансформаторов, применяемых в радиоприемниках, усилительной и звуковоспроизводящей аппаратуре, коэффициент мощности лежит в пределах 0,7 — 0,9. Принимая cosφ = 0,8, можно по вычисленному значению P приближенно судить о действительной величине потребляемой радиоустановкой мощности.

При измерении методом вольтметра—амперметра выходной мощности радиоприемников, усилителей низкой частоты, низкочастотных измерительных генераторов используют приборы выпрямительной, термоэлектрической или электронной системы. Измерение производится на выходной нагрузке устройства — громкоговорителе, телефонах, резисторе известного сопротивления и т. д. на частоте

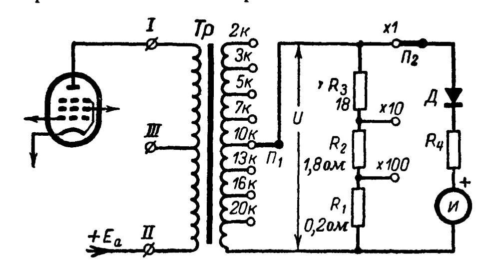


Рис. 7-2. Схема измерения выходной мощности усилителей низкой частоты.

400 — 1 000 *гц* или в диапазоне частот (при снятии частотной характеристики по мощности). Следует учитывать, что сопротивление звуковой катушки громкоговорителя на низких звуковых частотах (примерно до 500 *гц*) мало отличается от сопротивления ее постоянному току. На более высоких частотах, а также при включении на выходе телефонов приходится считаться с комплексным характером нагрузки. Например, сопротивление пары высокоомных телефонов, равное на постоянном токе 4 000 *ом*, на частоте 1 000 *гц* увеличивается до 20 000 *ом*.

Непосредственное измерение мощности в цепях низкой и повышенной частоты может производиться приборами, основанными на использовании пары элементов с одинаковыми квадратичными характеристиками, например электронных ламп, полупроводниковых приборов или термопреобразователей.

При налаживании усилителей низкой частоты может найти применение измеритель мощности, собранный по схеме на рис. 7-2. Прибор содержит секционированный трансформатор *Тр*, который через зажимы *I* и *II* включают в анодную (коллекторную) цепь выходной лампы (транзистора) усилителя (зажим *III* используется при двухтактной схеме оконечного каскада). Вторичная обмотка трансформатора нагружена активным сопротивлением $R_1 + R_2 + R_3 = 20$ *ом*, действующее напряжение на котором U измеряется простейшим вольтметром с пределом измерений $U_п = 2$ *в*, состоящим из детектора *Д*, добавочного резистора R_4 и измерителя *И*.

Мощность, развиваемая на нагрузке,

$$P = \frac{U^2}{R_1 + R_2 + R_3}. \qquad (7\text{-}5)$$

Так как сопротивления R_1, R_2 и R_3 постоянны, то измеритель вольтметра можно снабдить шкалой, проградуированной в единицах мощности и имеющей предельное значение

$$P_п = \frac{U_п^2}{R_1 + R_2 + R_3} = \frac{4}{20} = 0,2\ вт.$$

Для расширения верхнего предела измерения мощностей до 2 и 20 *вт* переключателем $П_2$ подключают вольтметр соответственно к сопротивлениям $R_1 + R_2 = 0,1\ (R_1 + R_2 + R_3)$ и $R_1 = 0,1\ (R_1 + R_2)$, на которых выделяется 0,1 и 0,01 доля мощности, развиваемой вторичной обмоткой трансформатора.

Сопротивление нагрузки трансформатора *Тр*, пересчитанное в первичную цепь, определяется формулой

$$R_а = n^2 (R_1 + R_2 + R_3), \qquad (7\text{-}6)$$

где n — коэффициент трансформации (небольшими потерями в обмотках самого трансформатора пренебрегаем). Переключатель $П_1$ позволяет изменять коэффициент трансформации в пределах от 10 до 31,6, что дает возможность создавать различные нагрузки $R_а$ от 2 до 20 *ком*.

При совместном использовании с низкочастотным измерительным генератором прибор позволяет снимать амплитудные характеристики усилителя при различных значениях его выходной нагрузки $R_а$ и тем самым определить наивыгоднейшую величину $R_а$, при которой неискаженная мощность максимальна. На основе полученных данных выбирается тип громкоговорителя и рассчитывается необходимый коэффициент трансформации выходного трансформатора усилителя.

7-3. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТИ РАДИОПЕРЕДАТЧИКОВ

Под мощностью передатчика понимают мощность высокочастотных колебаний, отдаваемую им в антенну. В телеграфном режиме работы она определяется при нажатом ключе, а в телефонном — при отсутствии модуляции.

При испытании передатчика к его выходу вместо антенны подключают эквивалент ее, состоящий из катушки индуктивности, конденсатора и резистора (рис. 7-3), параметры которых $L_А$, $C_А$ и $R_А$ берутся примерно равными соответствующим параметрам реальной антенны, определенным путем измерений или расчета. Особенно важен точный подбор активного сопротивления $R_А$, предназначенного для поглощения выходной мощности, величина которого в зависимости от типа антенны и рабочей волны может лежать в пределах 50 — 1 000 *ом*. Реактивные элементы эквивалента ($L_А$ и $C_А$) выбираются такими, чтобы сохранить возможность резонансной настройки антенной цепи передатчика во всем рабочем диапазоне

частот. В любительских условиях эквивалент антенны часто выполняют из одного резистора, сопротивление которого R_A берут таким, чтобы ток в эквиваленте имел при резонансе примерно то же значение, что и при работе на реальную антенну.

При известной величине R_A по показанию термоамперметра A, измеряющего действующее значение антенного тока I_A, мощность в антенной цепи определяют по формуле

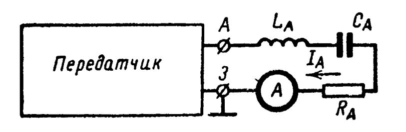


Рис. 7-3. Измерение мощности передатчика по току в эквиваленте антенны.

$$P_A = I_A^2 R_A. \qquad (7\text{-}7)$$

При испытании УКВ-передатчиков их выход должен быть соединен с эквивалентом антенны высокочастотным кабелем, имеющим волновое сопротивление $\rho = R_A$. При этом удобнее измерять не ток I_A, а действующее значение напряжения U_A на входе или выходе кабеля. При согласованной нагрузке в линии передачи существует бегущая волна и мощность в антенне

$$P_A = \frac{U_A^2}{\rho}. \qquad (7\text{-}8)$$

При несогласованной нагрузке результаты расчета будут неправильными из-за наличия в линии наряду с бегущей волной также

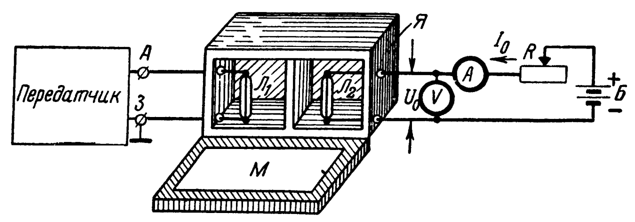


Рис. 7-4. Измерение мощности передатчика фотометрическим методом.

стоячей волны, обусловленной отражением части высокочастотной энергии от конца линии.

Недостатком рассмотренного метода измерения мощности является большая погрешность, достигающая 30—50% из-за трудности изготовления безреактивных элементов активного сопротивления, допускающих значительную мощность рассеяния и в то же время имеющих известное с достаточной точностью (на рабочей частоте передатчика) сопротивление R_A. Удобной активной нагрузкой передатчика являются лампы накаливания, однако их сопротивление непостоянно, оно зависит от величины протекающего через лампу тока.

На высоких и сверхвысоких частотах для измерения мощности передатчиков широко применяется фотометрический метод, основанный на использовании простейшего прибора — фотометра, включенного по схеме (рис. 7-4). Фотометр состоит из ящика *Я*,

разделенного глухой перегородкой на две равные части, внутри которых установлены однотипные электрические лампочки. Одна из лампочек ($Л_1$) включается в качестве эквивалента антенны передатчика, другая ($Л_2$) накаливается постоянным током от батареи *Б* или переменным током частотой 50 *гц*.

Передняя часть ящика закрывается крышкой, в вырез которой вставлено матовое стекло *М*. При помощи реостата *R* уравнивают яркость свечения лампочек $Л_1$ и $Л_2$, что определяется по одинаковой освещенности обеих половинок матового стекла. Так как лампочки подбираются идентичными, то одинаковой яркости их свечения соответствует примерно одинаковая подводимая к ним мощность. Это позволяет, используя показания U_0 и I_0 вольтметра и амперметра постоянного тока, определить высокочастотную мощность в эквиваленте антенны передатчика по формуле

$$P_A \approx U_0 I_0. \tag{7-9}$$

Для работы в фотометре подбираются лампочки, номинальная мощность которых близка к предполагаемой величине измеряемой мощности. Проверка идентичности лампочек может быть произведена с помощью того же фотометра при последовательном включении обеих лампочек в цепь источника *Б*.

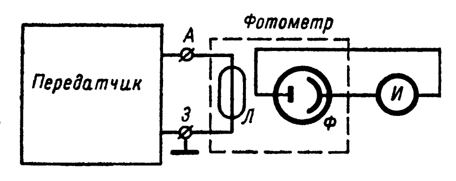


Рис. 7-5. Измерение мощности передатчика при помощи фотометра с фотоэлементом.

Влияние прибора на режим исследуемой цепи обусловливается индуктивностью нити накала и емкостью между цоколем и нитью лампы. Поэтому применение обычных лампочек, предназначенных для осветительных целей, ограничивается частотами, не превышающими 10—20 *Мгц*. При лампе без цоколя частотный диапазон расширяется в 2—3 раза. Для измерений в диапазоне УКВ применяют специальные бесцокольные лампы с прямой вольфрамовой или угольной нитью.

Погрешность измерений рассмотренным методом может достигать 20—30% вследствие трудности точной оценки равномерности освещения матового стекла. Более высокая точность может быть получена при оценке яркости свечения нити по схеме (рис. 7-5) с помощью фотоэлемента[1]. Внутри закрытого светонепроницаемого ящика помещают лампу *Л* и фотоэлемент *Ф*, нагруженный на измеритель магнитоэлектрической системы *И* с током полного отклонения не более 1 *ма*. Воздействие на фотоэлемент светового потока, излучаемого лампой при рассеивании на ней мощности P_A, приводит к отклонению стрелки измерителя, шкала которого градуируется непосредственно в значениях измеряемой высокочастотной мощности. Градуировку шкалы выполняют при питании лампы *Л* от источника постоянного тока или тока частотой 50 *гц* с измерением подводимой к ней мощности методом вольтметра — амперметра или с помощью ваттметра.

Наиболее пригодными для фотометров являются селеновые фотоэлементы типов К-5, К-10, К-20, которые не требуют внешнего

[1] «Радио», 52—8—34, 65—3—57.

источника питания и обладают чувствительностью к видимым световым лучам до 500 *мка/лм* (т. е. изменение светового потока на 1 *лм* вызывает приращение фототока на 500 *мка*). В качестве фотоэлектрической части фотометра можно использовать фотоэкспонометр, например типа «Ленинград», который содержит селеновый фотоэлемент, соединенный с микроамперметром. Фотоэлектрическую часть фотометра можно также выполнить из фоторезистора типа ФС-К, включенного последовательно со стабильным источником постоянного напряжения 100—300 *в* и микроамперметром. Недостатком этой схемы является нелинейная световая характеристика, выражающаяся в отсутствии прямой пропорциональности между сопротивлением фоторезистора и интенсивностью освещения.

Лампочки, применяемые в фотометрах, годны для измерений в узком диапазоне высокочастотных мощностей примерно в пределах от 30 до 120% их номинальной мощности. При необходимости расширения предела измерений фотометр выполняют с несколькими лампочками различной мощности.

В диапазоне дециметровых и сантиметровых волн измерение тока и напряжения обычно не производится вследствие неопределенности результатов измерений из-за неравномерного распределения тока и напряжения вдоль линий и систем, а также сильного влияния измерительных приборов на режим цепей. Более доступным и точным в этом диапазоне является измерение высокочастотной мощности. Помимо фотометрического метода, для этой цели применяют калориметрический, болометрический и термисторный методы, основанные на использовании тепла, выделяемого на нагрузке генератора всей измеряемой мощностью или частью ее.

7-4. ОПРЕДЕЛЕНИЕ МОЩНОСТИ, РАССЕИВАЕМОЙ НА АНОДАХ РАДИОЛАМП

В усилительных и генераторных каскадах радиоустройств мощность источника P_0, подводимая к анодной цепи, частично преобразуется в колебательную мощность $P_{\sim}$, выделяющуюся на нагрузке, а частично теряется в лампе, превращаясь в тепловую энергию, вызывающую разогрев анода. Величина мощности, рассеиваемой на аноде, определяется формулой

$$P_а = P_0 - P_{\sim}. \qquad (7\text{-}10)$$

Она не должна превышать определенного для каждого типа лампы значения, так как при перегреве анод может расплавиться и лампа выйдет из строя.

Для определения мощности рассеивания на аноде применяют методы калориметра, термостолбика или термометра[1]. В последнем случае вблизи баллона испытуемой лампы *Л*, включенной, например, по схеме на рис. 7-6, устанавливают термометр. На лампу подают питание и напряжение возбуждения в соответствии с исследуемым режимом ее работы (при положении *1* переключателя *П*) и после установления теплового равновесия отмечают температуру, показываемую термометром. Одновременно на основе показаний вольтметра и миллиамперметра постоянного тока, включенных в анодную

[1] «Радио», 54—3—29.

цепь лампы и измеряющих напряжение на зажимах источника U_a и постоянную составляющую анодного тока I_{01}, вычисляют потребляемую мощность

$$P_0 = U_a I_{01}. \tag{7-11}$$

Затем на сетку лампы вместо напряжения возбуждения подают отрицательное смещение порядка нескольких десятков вольт от батареи E_c (положение *2* переключателя *П*). Потенциометром R_c подбирают на сетку лампы такое смещение, чтобы термометр устойчиво показывал ту же температуру, что и при рабочем режиме (может оказаться, что для этого потребуется изменить полярность включения батареи E_c). Очевидно, что в обоих случаях на аноде лампы рассеивается одинаковая мощность. Но во втором случае колебательная мощность на нагрузке равна нулю. Это означает, что вся мощность, потребляемая от источника, превращается в мощность рассеяния, которая будет равна:

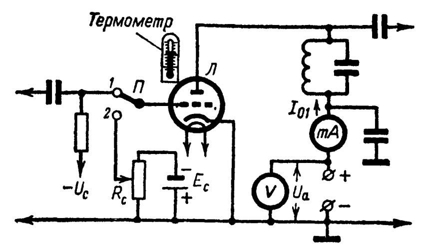


Рис. 7-6. Измерение мощности, рассеиваемой на аноде радиолампы.

$$P_a = U_a I_{02}, \tag{7-12}$$

где I_{02} — новое показание миллиамперметра.

Зная мощности P_0 и P_a, можно определить величину колебательной мощности

$$P_{\sim} = P_0 - P_a \tag{7-13}$$

и к. п. д. анодной цепи лампового каскада

$$\eta_a\% = \frac{P_{\sim}}{P_0} \cdot 100. \tag{7-14}$$

Вместо термометра в схеме испытаний можно применить термостолбик, состоящий из батареи термопар, нагруженных на микроамперметр магнитоэлектрической системы.

Раздел II

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

НИЗКОЧАСТОТНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

8-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Низкочастотные измерительные генераторы (генераторы звуковой частоты) являются источниками стабильных электрических колебаний низких частот, калиброванных по частоте и выходному напряжению (или мощности). Они применяются при испытании и налаживании низкочастотных усилителей и электроакустических устройств, градуировке частотомеров и электронных вольтметров, измерении частоты методом сравнения, а также для модуляции колебаний высокочастотных генераторов и передатчиков и питания различных схем, предназначенных для измерения параметров радиодеталей [1].

Измерительные генераторы универсального назначения работают в плавном диапазоне генерируемых частот, который обычно лежит в пределах от 20—50 *гц* до 8—20 *кгц* и часто разделяется на несколько поддиапазонов. Погрешность отсчета частоты не превосходит 3%. Генераторы различного назначения имеют максимальное выходное напряжение от 1 до 150 *в*, а максимальную выходную мощность — от 1 *мвт* до 5 *вт*. Обычно предусматривается ступенчатая и плавная регулировка выходного напряжения, позволяющая получить на нагрузке напряжение любой практически необходимой величины вплоть до долей милливольта.

Форма кривой выходного напряжения должна быть близка к синусоиде. Степень искажения ее оценивается коэффициентом нелинейных искажений

$$K_f = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \ldots}}{U_1} \cdot 100\%, \qquad (8\text{-}1)$$

равным отношению действующего значения всех гармоник выходного напряжения к действующему значению U_1 напряжения основной

[1] «Радио», 49—5—62, 54—12—57, 61—12—54.

частоты. Величина его не должна превосходить 3%. При измерениях, результат которых мало зависит от частоты или формы кривой питающего напряжения, допускается применение генераторов с коэффициентом нелинейных искажений до 10—20%.

Низкочастотные измерительные генераторы работают на электронных лампах или транзисторах и в общем случае выполняются по блок-схеме, приведенной на рис. 8-1. Возбудитель (задающий генератор) служит для создания стабильных по частоте и амплитуде синусоидальных колебаний в требуемом диапазоне частот. Промежуточный усилитель выполняет роль буферного каскада, уменьшающего влияние выходных цепей на режим работы возбудителя. Усилитель мощности повышает мощность низкочастотных колебаний, обеспечивая возможность работы на низкоомную нагрузку. Аттенюатор и вольтметр переменного тока V служат для регулировки и контроля величины выходного напряжения, подводимого к нагрузке. Так как стабильность частоты и выходного напряжения

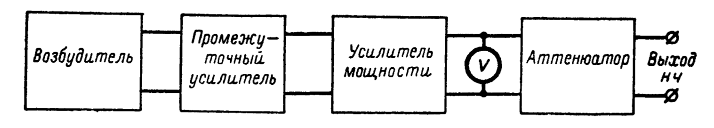


Рис. 8-1. Блок-схема низкочастотного измерительного генератора.

генератора в значительной степени зависит от постоянства питающих его напряжений, то последние стабилизируют тем или иным способом.

В конкретных типах генераторов отдельные элементы приведенной выше блок-схемы могут отсутствовать. Простейшие генераторы содержат лишь возбудитель, нагруженный на потенциометр плавной регулировки выходного напряжения. Такие генераторы обычно работают на одной фиксированной частоте, выбираемой в пределах 400—1 000 *гц*, и применяются для проверки работоспособности усилительных и акустических устройств, питания измерительных схем и модуляции колебаний высокочастотных генераторов, часто являясь составными элементами последних.

При испытаниях широкополосных усилителей и фильтров, импульсных и других устройств применяются широкополосные генераторы. Они отличаются от низкочастотных лишь тем, что верхняя граница их частотного диапазона расширена до сотен килогерц или единиц мегагерц. Для перекрытия широкого диапазона, охватывающего звуковые и радиочастоты, иногда используются два возбудителя, а усилители и аттенюаторы выполняются широкополосными путем применения в их схемах элементов частотной коррекции.

При испытаниях различных автоматических и телемеханических установок находят применение инфранизкочастотные (инфразвуковые) генераторы, работающие в частотном диапазоне 0,01—100 *гц*. Для возбуждения и усиления колебаний в этих генераторах используются усилители постоянного тока с положительной обратной связью, в цепи которой включаются специальные формирующие цепочки.

При испытаниях многих радиотехнических устройств применяются **импульсные генераторы** и **генераторы спектра частот**, позволяющие получить на выходе импульсы напряжения прямоугольной, пилообразной и других форм. Последние представляют собой совокупность гармонических колебаний от низких до высоких частот. При некоторых электроакустических измерениях используются специальные **шумовые генераторы**. Их выходное напряжение представляет собой сумму напряжений различных звуковых частот, в какой-то мере воспроизводящее напряжение на выходе микрофона при передаче речи [1].

Главной частью любого генератора является возбудитель (задающий генератор). В зависимости от примененной в возбудителе схемы возбуждения колебаний различаются три основных типа низкочастотных измерительных генераторов: генераторы типа *LC*, генераторы на биениях и генераторы типа *RC*; последние могут иметь однокаскадные или двухкаскадные возбудители.

8-2. ВОЗБУДИТЕЛИ ГЕНЕРАТОРОВ ТИПА *LC*

В генераторах типа *LC* частота генерируемых колебаний F определяется индуктивностью L и емкостью C колебательного контура возбудителя, работающего в режиме самовозбуждения. Приближенное значение ее можно найти по формуле

$$F \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \tag{8-2}$$

которой при расчетах удобнее пользоваться в следующем виде:

$$F_{[кгц]} \approx \frac{0{,}16}{\sqrt{L_{[гн]}C_{[мкф]}}}. \tag{8-3}$$

Например, при $L = 1$ *гн* и $C = 1$ *мкф* частота $F \approx 160$ *гц*.

Для получения колебаний низких частот в колебательный контур возбудителя приходится включать катушку большой индуктивности и конденсатор большой емкости, которые трудно выполнить переменными. Из-за невозможности плавного перекрытия диапазона низких частот генераторы типа *LC* обычно выполняются как источники колебаний одной или нескольких фиксированных звуковых частот [2].

На рис. 8-2, *а* приведена схема лампового возбудителя с индуктивной обратной связью. Его контур состоит из катушки L_1, являющейся первичной обмоткой трансформатора *Тр*, и одного из переключаемых постоянных конденсаторов $C_1 — C_3$, емкости которых подобраны из условия получения колебаний требуемых звуковых частот. Максимально возможная частота колебаний (при отсутствии контурного конденсатора) ограничивается собственной резонансной частотой катушки L_1, обладающей заметной межвитковой емкостью, и обычно не превышает 5—10 *кгц*.

---

[1] «Радио», 56—5—61, 57—4—50, 59—3—60, 60—3—59, 60—9—55, 61—9—54, 61—11—57, 62—9—56, 62—11—49, 62—12—22, 64—7—55, 64—12—48, 65—7—58, 65—10—29, 65—10—57, 65—12—53, 66—3—54, 66—4—56.

[2] «Радио», 61—6—57, 62—3—59, 63—2—60, 64—3—54, 66—2—58.

Питание анодной цепи лампы возбудителя часто производится по параллельной схеме, элементами которой являются разделительный конденсатор C_4 и заградительный дроссель L_3. Вместо дросселя можно включить резистор сопротивлением порядка десятков килоом, однако при этом заметно снижается мощность генерируемых колебаний. Благодаря параллельной схеме питания постоянная составляющая анодного тока не протекает через контурную катушку, что устраняет возможность изменения индуктивности последней из-за подмагничивания стального сердечника.

Для получения колебаний синусоидальной формы при малых нелинейных искажениях возбудитель должен работать на прямолинейном участке анодно-сеточной характеристики его лампы. Это достигается выбором элементов цепи автоматического смещения R_2, C_5 и ограничением амплитуды колебаний. Для последней цели последовательно с колебательным контуром включается резистор R_1

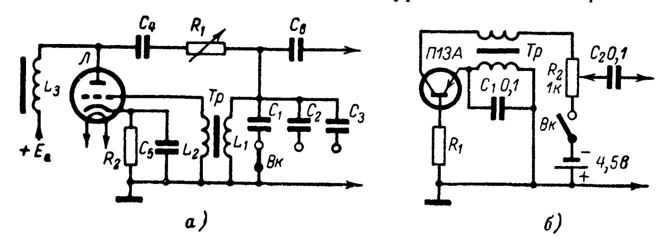


Рис. 8-2. Схемы низкочастотных возбудителей типа *LC*.

сопротивлением порядка сотен килоом, величину которого берут на 5—15% меньше того значения его, при котором происходит срыв колебаний возбудителя. Сопротивление резистора R_1 значительно превышает по величине сопротивление анодного контура для высших гармонических составляющих анодного тока, благодаря чему последние создают падение напряжения главным образом на резисторе, а не на контуре. Если сопротивление R_1 превосходит в несколько раз внутреннее сопротивление лампы R_i, то генерируемая частота становится весьма стабильной и мало зависит от параметров лампы и величины питающих напряжений. Резистор R_1 можно взять переменным и использовать для регулирования амплитуды колебаний.

Для получения удовлетворительного соотношения между сопротивлениями R_1 и R_i в возбудителях применяют триоды с малым коэффициентом усиления μ, а трансформаторы *Тр* выполняют с коэффициентом трансформации порядка единицы.

На рис. 8-2, *б* приведена схема транзисторного возбудителя типа *LC* с индуктивной обратной связью. Сопротивление резистора R_1, включаемое в цепь базы для улучшения формы генерируемых колебаний и повышения устойчивости работы возбудителя, подбирается опытным путем.

8-3. ВОЗБУДИТЕЛИ ГЕНЕРАТОРОВ НА БИЕНИЯХ

В генераторах на биениях колебания низкой частоты создаются в результате детектирования биений, образующихся при взаимодействии двух близких по частоте высокочастотных колебаний[1] (см. § 16-5).

Возбудитель, развернутая блок-схема которого приведена на рис. 8-3, содержит два одинаковых высокочастотных гетеродина, которые представляют собой маломощные генераторы типа *LC*. Один из них генерирует колебания постоянной частоты f_1, выбираемой обычно в пределах 100—300 *кгц*. Частоту колебаний f_2 второго гетеродина можно плавно изменять в пределах от f_1 до $f_1 - F_п$ (или $f_1 + F_п$), где $F_п$ — предельная низкая частота генератора. Например, при $f_1 = 200$ *кгц* и $F_п = 20$ *кгц* второй гетеродин должен перекрывать диапазон частот 200—180 или 200—220 *кгц*

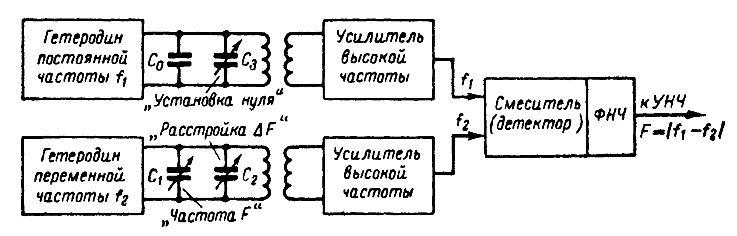


Рис. 8-3. Блок-схема возбудителя на биениях.

Колебания постоянной частоты f_1 усиливаются резонансным усилителем, который подавляет высшие гармоники этой частоты (это необходимо для уменьшения коэффициента нелинейных искажений K_f). Колебания переменной частоты f_2 усиливаются апериодическим усилителем. Наличие усилителей высокой частоты, которые в маломощных генераторах отсутствуют, уменьшает взаимосвязь между гетеродинами, а также влияние на их работу последующих каскадов прибора.

В смесителе, который обычно выполняется на многосеточной лампе, работающей в режиме анодного детектирования, в результате взаимодействия колебаний с частотами f_1 и f_2 возникают биения, представляющие собой суммарное колебание, амплитуда которого периодически изменяется с разностной частотой биений:

$$F = |f_1 - f_2|. \qquad (8\text{-}4)$$

При детектировании биений выпрямленный ток, помимо постоянной составляющей, содержит составляющие высоких частот f_1, f_2, $2f_1$, $2f_2$, $3f_1$, $3f_2$, $f_1 + f_2$ и т. д, а также составляющую частоты биений $F = |f_1 - f_2|$. Все высокочастотные составляющие тока устраняются с помощью фильтра нижних частот ФНЧ (в простейшем случае — конденсатора, включенного параллельно нагрузке детектора), в результате чего на выходе возбудителя действует лишь напряжение низкой частоты *F*. Эту частоту можно плавно изменять в пределах

[1] «Радио», 47—8—29, 51—6—51.

от 0 до $F_п$ посредством изменения частоты f_2 одного из гетеродинов с помощью переменного контурного конденсатора C_1. Шкала последнего снабжается градуировкой непосредственно в значениях частоты F. Нижняя граница частотного диапазона практически ограничивается нижней предельной частотой полосы пропускания усилителя низкой частоты и примерно составляет 20 *гц*.

При любом значении частоты F возможно плавное изменение ее (расстройка) в небольших пределах от 0 до $\Delta F = \pm(50 \div 250)$ *гц* с помощью переменного конденсатора C_2 малой емкости; это облегчает использование генератора при снятии частотных характеристик.

Для компенсации возможных нарушений градуировки из-за нестабильности частоты гетеродинов в колебательный контур гетеродина постоянной частоты включают переменный конденсатор C_3 с максимальной емкостью до 20 *пф*, посредством которого устанавливают нуль шкалы частот. Для этой цели перед началом измерений после 10—15-минутного прогрева генератора ручки управления конденсаторов C_1 и C_2 ставят на нули их шкал F и ΔF; затем изменением емкости конденсатора C_3 добиваются нулевых биений, имеющих место при равенстве частот f_1 и f_2 При подходе к нулевым биениям стрелка выходного вольтметра генератора после колебаний, постепенно замедляющихся, устанавливается на нуль шкалы, а тон в телефонах, подключенных к выходу генератора, постепенно понижается вплоть до исчезновения (при слуховой установке нуля возможна ошибка на 15—20 *гц* из-за невосприимчивости уха к звуковым колебаниям очень низких частот).

В генераторах на биениях обычно предусматривается автоматическая регулировка амплитуды выходного напряжения, обеспечивающая относительное постоянство ее во всем частотном диапазоне. Другими достоинствами генераторов являются малый коэффициент нелинейных искажений, небольшая погрешность отсчета частоты (менее 1%) и возможность плавного перекрытия широкого диапазона низких и повышенных частот с помощью одной ручки настройки. Недостатками генераторов на биениях, ограничивающими их применение, являются громоздкость схемы и конструкции возбудителя, а также высокая стоимость их.

8-4. ДВУХКАСКАДНЫЕ ВОЗБУДИТЕЛИ ГЕНЕРАТОРОВ ТИПА *RC*

Из различных систем низкочастотных измерительных генераторов наибольшее распространение получили генераторы типа *RC*, у которых частота и форма колебаний определяются цепями, содержащими резисторы и конденсаторы.

В генераторах типа *RC*, работающих в плавном диапазоне частот, возбудители обычно выполняются по двухкаскадной схеме на электронных лампах [1] или транзисторах [2]. Эти генераторы характеризуются широким частотным диапазоном генерируемых колебаний (от единиц герц до сотен килогерц), высокой стабильностью их частоты и выходного напряжения, малым коэффициентом нелинейных искажений. По сравнению с генераторами на биениях они имеют более простое устройство и управление, значительно меньшие габариты и вес.

---

[1] «Радио», 49—9—52, 50—5—55, 54—11—60, 55—9—61, 56—11—50, 57—10—60, 58—11—54, 60—9—47, 61—5—47, 61—12—44, 63—12—57, 64—6—51, 66—4—53.

[2] «Радио», 61—5—49, 62—9—49, 66—1—61.

Ламповый возбудитель, схема которого приведена на рис. 8-4, содержит два усилительных каскада на резисторах. Между выходом второго и входом первого каскада действует положительная обратная связь (п. о. с), обеспечивающая самовозбуждение системы на требуемой частоте. Как известно, один усилительный каскад изменяет фазу усиливаемого напряжения на 180°. Следовательно, если на управляющую сетку лампы $Л_1$ воздействует переменное напряжение U_1 (первоначально возникшее, например, при включении напряжений питания), то усиленное напряжение U_2 на выходе второго каскада совпадает по фазе с вызвавшим его напряжением U_1.

Для самовозбуждения, т. е. для превращения первоначально возникших колебаний в незатухающие, необходимо на вход возбудителя подавать часть выходного напряжения U_2, превышающую или равную по величине входному напряжению U_1 и совпадающую с ним по фазе. Поэтому при непосредственном соединении выхода возбудителя

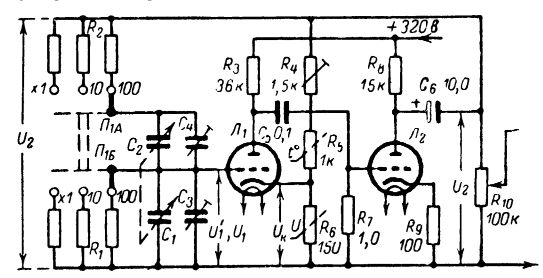


Рис. 8-4. Схема двухкаскадного лампового возбудителя типа *RC*.

с его входом произойдет самовозбуждение, однако форма генерируемых колебаний будет резко отличаться от синусоидальной, поскольку условия самовозбуждения будут одновременно выполняться для колебаний многих частот. Для получения синусоидальных колебаний необходимо, чтобы эти условия выполнялись только при одной определенной частоте колебаний и резко нарушались при всех других частотах Эта задача решается посредством выполнения цепи п. о. с из двух *RC*-ячеек: последовательной R_2, C_2 и параллельной R_1, C_1, образующих избирательный по частоте делитель напряжения U_2. С параллельной ячейки делителя снимается напряжение U_1', воздействующее на сетку лампы $Л_1$ В установившемся режиме напряжения U_1' и U_1 равны по величине и совпадают по фазе; это имеет место лишь при определенной частоте генерируемых колебаний

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}, \tag{8-5}$$

которой соответствует коэффициент п. о. с.

$$\beta_п = \frac{U_1'}{U_2} = \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{C_1}{C_2}}. \tag{8-6}$$

Изменение частоты генерируемых колебаний F можно производить изменением электрической величины любого из элементов цепи п. о. с. Практически же установку частоты осуществляют синхронным изменением обоих сопротивлений (R_1 и R_2) или обеих емкостей (C_1 и C_2) при сохранении неизменным отношения величин регулируемых элементов R_1/R_2 или C_1/C_2. Как видно из формулы (8-6), этим достигается постоянство отношения напряжений U_1'/U_2 во всем частотном диапазоне возбудителя, что повышает устойчивость работы последнего.

В большинстве практических схем берут $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$ Тогда частота генерируемых колебаний определяется формулой

$$F = \frac{1}{2\pi RC}, \tag{8-7}$$

а коэффициент п. о. с. $\beta_п = 1/3$, т. е. при любой частоте на управляющую сетку лампы $Л_1$ будет поступать третья часть напряжения, действующего на выходе.

Большое входное напряжение может вызвать сильную перегрузку ламп $Л_1$ и $Л_2$ и как следствие искажение формы генерируемых колебаний. Во избежание этих искажений и повышения устойчивости работы возбудителя в его схему вводится отрицательная обратная связь (о. о. с.), цепь которой, составленная из резисторов R_4, R_5 и R_6, образует делитель выходного напряжения U_2. С резистора R_6, включенного в цепи катода лампы $Л_1$, на сетку этой лампы подается напряжение о. о. с. $U_к$, несколько меньшее по величине напряжения $U_1 = U_2/3$ и противоположное ему по фазе. Результирующее напряжение между сеткой и катодом лампы $Л_1$ равно разности этих напряжений ($U_1 - U_к$). Регулировкой подстроечного резистора R_4 это напряжение устанавливают такой величины, которая обеспечивает устойчивую работу возбудителя при малых нелинейных искажениях (о последних можно судить посредством наблюдения формы кривой колебаний генератора на экране осциллографа).

Для автоматической стабилизации амплитуды выходного напряжения U_2 при изменении частоты генератора, напряжений питания или нагрузки один из резисторов цепи о. о. с. берется нелинейным. Если это резистор R_6, то он заменяется лампочкой накаливания мощностью 10—20 *вт* (на напряжение 110—220 *в*), вместо же резистора R_5 применяют терморезистор серии ТП (ТП2/0,5; ТП2/2; ТП6/2) или ММТ. Тогда при повышении напряжения U_2 возрастание тока в цепи о. о. с. приведет к увеличению сопротивления лампочки накаливания (R_6) или уменьшению сопротивления терморезистора (R_5). В обоих случаях возрастет напряжение $U_к$, которое компенсирует увеличение (по цепи п. о. с.) напряжения U_1, и выходное напряжение уменьшится почти до первоначального значения. При уменьшении напряжения U_2 действие о. о. с. приведет к возрастанию амплитуды колебаний.

Стабилизирующее действие о о. с. сказывается тем сильнее, чем больше напряжения $U_к$ и U_1 по сравнению с результирующим входным напряжением ($U_1 - U_к$), т. е. чем больше общий коэффициент усиления усилительных каскадов

$$K = \frac{U_2}{U_1 - U_к}. \tag{8-8}$$

С целью получения высокого коэффициента усиления при малой амплитуде напряжения ($U_1 — U_к$) в качестве лампы $Л_1$ обычно применяют высокочастотный пентод (6Ж3П, 6Ж4 и др.). Вторая лампа возбудителя, работающая при большей амплитуде колебаний, берется из группы выходных пентодов или триодов. Иногда оба каскада возбудителя выполняются на двойном триоде с повышенным значением коэффициента усиления μ, например типа 6Н1П или 6Н2П.

Примерные данные элементов схемы лампового возбудителя для случая работы его на двойном триоде 6Н1П указаны на рис. 8-4. Здесь следует обратить внимание на выбор емкостей переходных конденсаторов C_5 и C_6. Для того чтобы конденсатор C_6 не вносил заметного фазового сдвига при передаче напряжения от первого каскада ко второму, его сопротивление в пределах всего частотного диапазона должно быть весьма малым по сравнению с сопротивлением утечки R_7 (при R_7 порядка 1 *Мом* удовлетворительной является величина $C_5 = 0{,}1 \div 1$ *мкф*).

Напряжения, подаваемые на управляющую сетку лампы $Л_1$ через цепи положительной и отрицательной обратной связи, будут иметь требуемые фазы лишь в том случае, если емкостное сопротивление конденсатора C_6 будет значительно меньше сопротивления этих цепей. Сопротивление цепи о. о. с. обычно не превышает нескольких килоом. Поэтому для выполнения указанного выше условия на самых низких частотах диапазона конденсатор C_6 должен иметь емкость не ниже 5—10 *мкф*.

В рассматриваемой схеме возбудителя плавная регулировка частоты генерируемых колебаний осуществляется с помощью сдвоенного блока переменных конденсаторов C_1, C_2, а резисторы R_1 и R_2, собранные в две одинаковые группы и переключаемые двухсекционным переключателем $П_1$, определяют частотные поддиапазоны. Подстроечные конденсаторы C_3 и C_4 максимальной емкостью до 50 *пф* служат для выравнивания начальных емкостей последовательного и параллельного участков цепи п. о. с., а также для подгонки коэффициента перекрытия частотных поддиапазонов

$$K_п = \frac{F_м}{F_н} = \frac{C_{1м}}{C_{1н}} = \frac{C_{2м}}{C_{2н}}, \tag{8-9}$$

равного отношению максимальной частоты поддиапазона $F_м$ к наименьшей частоте $F_н$, в свою очередь определяемому отношением максимальной емкости участка цепи п. о. с. к его наименьшей емкости. Типовые конденсаторы переменной емкости имеют максимальную емкость порядка 450—550 *пф* при начальной емкости 10—20 *пф*. С учетом емкостей монтажа и межэлектродных емкостей ламп начальная емкость каждого из участков цепи п. о. с. может достигать 25—40 *пф*. Следовательно, можно получить коэффициент перекрытия $K_п = 10 \div 20$. Обычно выбирают $K_п = 10$. Тогда для перекрытия диапазона частот 20—20 000 *гц* возбудитель должен иметь три поддиапазона: 20—200, 200—2 000 и 2 000—20 000 *гц*. При этом градуировка шкалы блока переменных конденсаторов, произведенная в значениях частоты для поддиапазона 20—200 *гц*, будет годна и для других поддиапазонов при использовании множителей к ней 10 и 100.

Сопротивления резисторов R_1 и R_2 для каждого частотного поддиапазона можно подсчитать по формуле

$$R_1 = R_2 = \frac{1}{2\pi F_н C_{1м}}. \tag{8-10}$$

Наибольшее сопротивление должны иметь резисторы R_1 и R_2, включаемые на самом низкочастотном поддиапазоне. При использовании типового сдвоенного блока конденсаторов для получения колебаний частоты 20 *гц* эти сопротивления должны быть равны 16—20 *Мом*. Сопротивление R_1 такого порядка может оказаться сравнимым с сопротивлением изоляции участка сетка — катод лампы $Л_1$ Практически установлено, что дополнительная погрешность градуировки, вызываемая влиянием сопротивления изоляции, будет меньше 5%, если сопротивления R_1 и R_2 не превышают 10 *Мом*. Поэтому приходится наименьшую частоту диапазона генератора повышать до 30—50 *гц*. Если же необходимо получение более низких звуковых частот, то приходится применять счетверенный блок, переменные конденсаторы которого попарно соединяются в параллель. Для точного подбора сопротивлений резисторов R_1, необходимых для использования общей шкалы на всех поддиапазонах, их иногда составляют из

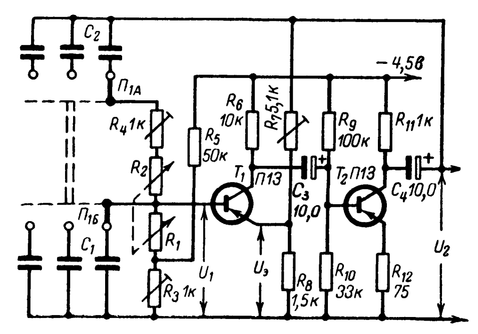


Рис. 8-5. Схема двухкаскадного транзисторного возбудителя типа *RC*.

нескольких последовательно соединенных постоянных резисторов или постоянного и подстроечного резисторов.

Из схемы (рис. 8-4) видно, что общая точка блока переменных конденсаторов, связанная с роторами, соединяется с управляющей сеткой лампы $Л_1$. Для изоляции роторов от корпуса генератора блок конденсаторов монтируют на панельках из изоляционного материала или крепят к корпусу при помощи керамических втулок. Сопротивление изоляции между ротором и статором конденсатора C_1 должно быть не менее 500 *Мом*; такого же порядка должно быть сопротивление изоляции переключателя $П_1$ и ламповой панельки лампы $Л_1$, которые желательно иметь керамическими. Для уменьшения влияния руки оператора на частоту генерируемых колебаний ручку настройки возбудителя крепят к оси блока конденсаторов через изоляционную втулку. Все провода и детали схемы, подключенные к сетке лампы $Л_1$, желательно экранировать. В противном случае при частотах настройки, кратных или дольных частоте питающей сети, вследствие наводок могут наблюдаться периодические затухания выходного сигнала.

На рис. 8-5 приведена схема двухкаскадного транзисторного возбудителя. Для повышения его температурной стабильности постоянные напряжения смещения на базы транзисторов подаются через делители напряжения R_5, R_3 и R_9, R_{10}. Для улучшения формы генери-

руемых колебаний с резистора R_8 в цепи эмиттера транзистора T_1 на его базу подается напряжение о. о. с. $U_э$. Глубина о. о. с. может регулироваться подстроечным резистором R_7, который иногда заменяется терморезистором.

В рассматриваемой схеме по сравнению с предыдущей показан другой вариант настройки возбудителя, когда плавное изменение частоты его колебаний осуществляется сдвоенным блоком переменных резисторов R_1, R_2, а частотные поддиапазоны определяются емкостями переключаемых конденсаторов C_1 и C_2. Подстроечные резисторы R_3 и R_4 (порядка килоом) служат для подгонки коэффициента перекрытия поддиапазонов $K_п$, который может достигать значения 100 и более. С уменьшением $K_п$ точность отсчета частоты возрастает. При выборке $K_п = 10$ резисторы R_1 и R_2 берутся с максимальным значением сопротивления порядка десятков килоом. При использовании переменных резисторов типа *Б* (с логарифмическим законом изменения сопротивления от угла поворота оси) шкала частот близка к линейной. Если же применены резисторы типа *А* (с линейным законом изменения сопротивления), то шкала частот получается логарифмической. Недостатками рассмотренной системы настройки являются повышенная погрешность отсчета частоты и неустойчивость выходного напряжения U_2 вследствие трудности получения сдвоенного блока резисторов R_1 и R_2, обеспечивающего плавность регулировки при высокой стабильности и идентичности параметров их сопротивлений. В то же время данная система настройки упрощает конструкцию возбудителя, позволяет значительно увеличить коэффициент перекрытия поддиапазонов $K_п$ и уменьшить их нижнюю граничную частоту примерно до 10 *гц*.

Генераторы с двухкаскадными возбудителями иногда выполняются как источники колебаний ряда фиксированных частот повышенной стабильности [1]. Выбор частоты осуществляется посредством переключения постоянных резисторов или конденсаторов в цепи п. о. с. возбудителя.

Общим недостатком генераторов с двухкаскадными возбудителями типа *RC* по сравнению с генераторами на биениях является невозможность перекрытия всего диапазона звуковых частот поворотом одной ручки настройки возбудителя. Путем некоторого изменения цепи п. о. с. возбудителя этот недостаток можно устранить [2]. На рис. 8-6, *а* приведена схема цепи п. о. с. с потенциометрической настройкой, состоящая из двух ветвей. Элементы левой ветви (C_{21}, R_{21}, C_{11}, R_{11}) выбираются из условия получения наименьшей частоты $F_н$ в соответствии с формулой (8-10). Элементы правой ветви должны удовлетворять условию получения выбранной максимальной частоты $F_м$. Управляющая сетка первой лампы возбудителя соединяется с ползунком потенциометра R_0, включенного между средними точками левой и правой ветвей. Тогда при нахождении ползунка потенциометра R_0 в крайнем левом (по рисунку) положении возбудитель будет генерировать колебания частоты $F_н$, а в крайнем правом положении — колебания частоты $F_м$. При перемещении ползунка слева направо частота генерируемых колебаний плавно изменяется от значения $F_н$ до значения $F_м$. В зависимости от выбранных данных левой и правой ветвей цепи п. о с. частотный диапазон может быть уста-

---

[1] «Радио», 60—9—47, 61—5—49.
[2] «Радио», 50—5—55, 57—10—60.

новлен в любых требуемых границах вплоть до перекрытия всех звуковых частот. Для исключения взаимного влияния между левой и правой ветвями цепи сопротивление потенциометра R_0 должно не менее чем в 5—10 раз превышать максимально возможное сопротивление левой и правой ветвей; это ограничивает нижнюю границу диапазона частотами порядка 50—100 *гц*. Другим недостатком схемы является заметная зависимость от частоты выходного напряжения возбудителя U_2, которая усиливается с возрастанием величины R_0.

На рис. 8-6, *б* изображена схема другого возможного варианта цепи п. о. с. ,позволяющая получить коэффициент плавного перекрытия частоты $K_п$ порядка 1 000 и более. Здесь последовательно с резисторами R_2 и R_1 включаются одинаковые параллельные цепочки R_{22}, C_{22} и R_{11}, C_{11}. Плавная настройка осуществляется блоком переменных конденсаторов C_2, C_1. Если границы диапазона определяются

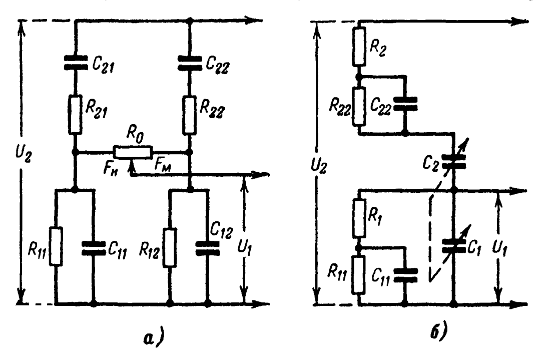


Рис. 8-6. Схемы цепей положительной обратной связи однодиапазонных двухкаскадных возбудителей типа *RC*.

частотами $F_м$ и $F_н$ (причем $F_м/F_н = K_п$), которым соответствуют емкости участков цепи п. о. с. $C_{2н} = C_{1н}$ и $C_{2м} = C_{1м}$ (причем отношение $C_{2м}/C_{2н} = K_с$), то сопротивления дополнительных цепочек можно приближенно определить по формуле

$$R_{22} = R_{11} \approx R_2 \frac{K_п \left(1 + \sqrt{K_с}\right)^2}{K_с^2} . \tag{8-11}$$

Например, если $K_п = 1\,000$, а $K_с = 16$, то берут $R_{22} \approx 100 R_2$. Емкость шунтирующего конденсатора рассчитывается по формуле

$$C_{22} = C_{11} \approx \frac{1}{2\pi F_н R_{21} \sqrt{K_с}} . \tag{8-12}$$

При работе на самых высоких частотах конденсаторы C_{22} и C_{11} имеют малое сопротивление и практически закорачивают резисторы R_{22} и R_{11}. Следовательно, минимальной емкости $C_{2н}$ будет соответствовать и минимальное активное сопротивление участка цепи, примерно равное R_2. При работе на самых низких частотах конденсаторы C_{22} и C_{11} имеют очень большое сопротивление, значительно превыша-

ющее сопротивления R_{22} и R_{11}. Следовательно, максимальной емкости $C_{2м}$ будет соответствовать и наибольшее активное сопротивление участка, примерно равное R_{22}. Таким образом, при изменении емкости участка цепи одновременно и в том же направлении изменяется и активное сопротивление участка, что позволяет получить большой коэффициент перекрытия $K_п$.

Недостатком схемы (рис. 8-6, *б*) является резкая неравномерность шкалы частот возбудителя. Для улучшения шкалы последовательно с резисторами R_2 и R_1 включают не одну, а ряд параллельных *RC* цепочек, которые соответственно рассчитывают указанным выше образом на ряд промежуточных между $F_м$ и $F_н$ частот.

Задача 8-1. Рассчитать цепь положительной обратной связи возбудителя, выполненного по схеме (рис. 8-4), на диапазон частот 30—35 000 *гц* при использовании сдвоенного блока переменных конденсаторов с пределами изменений емкости $C_н — C_м$ = 15—500 *пф*.

Решение

1. Выбираем коэффициент перекрытия $K_п = 12$. Разбиваем общий диапазон на три поддиапазона: 30—360, 300—3 600 и 3 000—36 000 *гц*.

2. Для получения выбранного коэффициента $K_п$ параллельно переменным емкостям каждой секции должна быть включена емкость

$$\Delta C = \frac{C_м - K_п C_н}{K_п - 1}, \qquad (8\text{-}13)$$

которая слагается из емкостей монтажа, входной емкости лампы $Л_1$ и емкости подстроечных конденсаторов C_3 и C_4. В нашем примере

$$\Delta C = 29 \ пф.$$

Тогда граничные значения емкостей обоих участков цепи п. о. с. будут:

$$C_{1м} = C_{2м} = C_м + \Delta C = 500 + 29 = 529 \ пф;$$
$$C_{1н} = C_{2н} = C_н + \Delta C = 15 + 29 = 44 \ пф.$$

Исходя из расчетного значения ΔC, выбираем подстроечные конденсаторы C_3 и C_4 максимальной емкостью 25— 30 *пф*.

3. По формуле (8-10) находим необходимую величину активных сопротивлений для первого поддиапазона:

$$R_1 = R_2 = \frac{1}{6{,}28 \cdot 30 \cdot 529 \cdot 10^{-12}} \approx 10\,000\,000 \ ом = 10 \ Мом;$$

для второго поддиапазона

$$R_1 = R_2 = 1 \ Мом$$

и для третьего поддиапазона

$$R_1 = R_2 = 100 \ ком.$$

Задача 8-2. Рассчитать цепь п. о. с., выполненную по схеме (рис. 8-6, *а*), для диапазона частот $F = 50 \div 20\,000$ *гц* при условии применения резисторов с одинаковым сопротивлением $R_{11} = R_{12} = R_{21} = R_{22} = 50$ *ком*.

Ответ: $R_0 = 1$ *Мом*; $C_{11} = C_{21} \approx 64\,000$ *пф*; $C_{12} = C_{22} = 160$ *пф*.

8-5. ОДНОКАСКАДНЫЕ ВОЗБУДИТЕЛИ ГЕНЕРАТОРОВ ТИПА RC

Однокаскадный возбудитель типа RC представляет собой ламповый или транзисторный усилительный каскад на резисторах, дополненный резистивно-емкостной цепочкой, через которую осуществляется положительная обратная связь, необходимая для возникновения и поддержания колебаний [1]. Один из двух основных вариантов схем возбудителей приведен на рис. 8-7, *а*. Здесь, как и во всех одноламповых схемах, выходное напряжение U_2 имеет фазу, обратную фазе входного напряжения U_1, воздействующего на сетку лампы $Л_1$. Напряжение U_2 подводится к фазовращающей многозвенной RC-цепочке, осуществляющей поворот его фазы в сторону опережения; с выхода цепочки на управляющую сетку лампы $Л_1$ подается напряжение п. о. с. U_1'. Схема может возбудиться лишь на такой частоте F, при

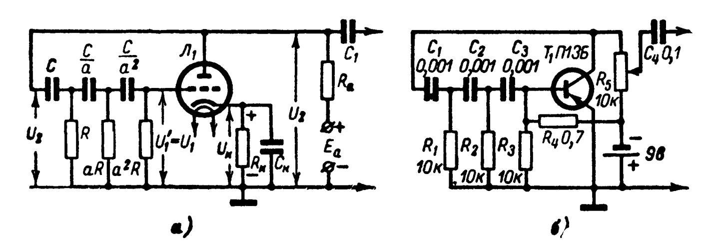


Рис. 8-7. Схемы однокаскадных возбудителей типа RC с поворотом фазы в сторону опережения.

которой цепь п. о. с. обеспечивает сдвиг фаз в 180° между напряжениями U_1' и U_2 (или, что то же, совпадение фаз напряжений U_1' и U_1). Одно RC-звено сдвигает фазу подведенного к нему напряжения на угол, меньший 90°. Поэтому фазовращающая цепочка должна содержать не менее трех звеньев.

Для самовозбуждения лампового каскада необходимо, чтобы его коэффициент усиления

$$K = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\mu R_a}{R_i + R_a} \qquad (8\text{-}14)$$

(где μ и R_i — соответственно коэффициент усиления и внутреннее сопротивление лампы $Л_1$) был не меньше коэффициента ослабления фазовращающей цепочки $K_0 = U_1/U_1'$. В установившемся режиме, т. е. при $U_1' = U_1$, эти коэффициенты всегда уравниваются, т. е. $K = K_0$.

Элементы фазовращающей цепочки обычно выбирают такими, чтобы все RC-звенья создавали для возбуждаемых колебаний частоты F одинаковый фазовый сдвиг $\varphi = 180°/n$, где n — число звеньев цепочки. Это имеет место при одинаковых постоянных времени RC всех звеньев. В общем случае активные сопротивления звеньев обра-

---

[1] «Радио», 50—8—49, 54—4—43, 58—1—62, 63—12—57, 64—6—30, 65—11—55.

зуют ряд возрастающих величин: R, aR, a^2R и т. д., а соответствующие им емкости — ряд уменьшающихся величин: C, C/a, C/a^2 и т. д., где множитель $a \geqslant 1$. Если предположить, что фазовращающая цепочка не нагружена (т. е. в цепи управляющей сетки лампы $Л_1$ отсутствует ток) и пренебречь влиянием внутреннего сопротивления лампы R_i и сопротивления анодной нагрузки $R_а$, то частота возбуждаемых колебаний определяется формулами:

$$F = \frac{a}{2\pi RC\sqrt{3a^2+2a+1}} \quad (\text{при } n=3) \qquad (8\text{-}15)$$

и

$$F = \frac{1}{2\pi RC}\sqrt{\frac{4a^3+3a^2}{4a^3+3a^2+2a+1}} \quad (\text{при } n=4). \qquad (8\text{-}16)$$

Им соответствуют коэффициенты ослабления:

$$K_0 = 8 + \frac{12}{a} + \frac{7}{a^2} + \frac{2}{a^3} \quad (\text{при } n=3) \qquad (8\text{-}17)$$

и

$$K_0 = \frac{(4a^3+3a^2+2a+1)(4a^2+6a+3)}{a^4(4a+3)} \quad (\text{при } n=4). \qquad (8\text{-}18)$$

В простейшем случае, если все активные сопротивления цепочки взять равными R, а все емкости равными C, т. е. при $a = 1$, получим:

$$F = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}} = \frac{0{,}065}{RC} \quad (\text{при } n=3) \qquad (8\text{-}15\text{ а})$$

при коэффициенте ослабления $K_0 = 29$ и

$$F = \frac{\sqrt{0{,}7}}{2\pi RC} = \frac{0{,}133}{RC} \quad (\text{при } n=4) \qquad (8\text{-}16\text{ а})$$

при $K_0 = 18{,}6$.

Следовательно, увеличение числа звеньев с трех до четырех повышает вдвое частоту колебаний и позволяет несколько снизить требования к генераторной лампе вследствие уменьшения требуемого коэффициента усиления каскада $K = K_0$. Последнее может быть достигнуто более эффективно посредством выбора множителя $a > 1$. Например, при $n = 3$ и $a = 5$ получаем согласно формуле (8-17) $K_0 = 10{,}7$. Следовательно, при $a > 1$ надежность возбуждения генератора повышается. Обычно берут $a = 3 \div 5$, так как большее увеличение его не вызывает заметного уменьшения K_0.

Сопротивление анодной нагрузки $R_а$, как и в схемах усилителей, выбирается из условия получения достаточно большого коэффициента усиления K при малых нелинейных искажениях. При использовании триодов берут $R_а = (3 \div 4)R_i$. При этом следует учитывать, что по переменному току фазовращающая цепочка включена параллельно сопротивлениям $R_а$ и R_i, уменьшая действующее сопротивление анодной нагрузки, а следовательно, и коэффициент усиления K. Степень этого влияния определяется соотношением между входным сопро-

тивлением цепочки R и общим сопротивлением параллельной цепи из $R_а$ и R_i:

$$R_{ai} = \frac{R_а R_i}{R_а + R_i}. \qquad (8\text{-}19)$$

Если $R \approx R_{ai}$, то усиление каскада уменьшается примерно в 2 раза; при $R > 10R_{ai}$ влияние цепочки на величину K становится небольшим. Но значительно увеличивать сопротивление R нельзя, так как при этом чрезмерно возрастет выходное сопротивление цепочки a^2R или a^3R, которое может оказаться сравнимым с входным сопротивлением лампы $Л_1$. Поэтому обычно берут $R = (2 \div 3)R_а$.

Для улучшения формы генерируемых колебаний на сетку лампы $Л_1$ подается отрицательное напряжение смещения $U_к$, которое создается на катодном резисторе $R_к$, заблокированном конденсатором $C_к$ большой емкости. Чтобы цепочка $R_к$, $C_к$ не создавала дополнительного сдвига фазы, ее постоянная времени выбирается из условия

$$R_к C_к = \frac{5 - 10}{2\pi F} \qquad (8\text{-}20)$$

(в случае меняющейся частоты F берут ее наименьшее значение). Иногда резистор $R_к$ не блокируют конденсатором и он служит элементом отрицательной обратной связи. Для возможности подбора оптимального режима резистор $R_к$ берут подстроечного типа.

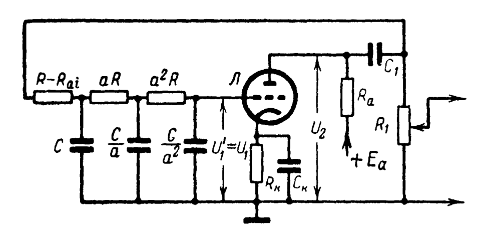


Рис. 8-8. Схема однокаскадного возбудителя типа RC с поворотом фазы в сторону отставания.

Генераторную лампу необходимо выбирать с высоким коэффициентом усиления μ и малым сопротивлением R_i, т. е. предпочтение следует отдавать лампам с большой крутизной S. Применение пентодов не всегда желательно, так как при этом приходится увеличивать сопротивление R. Поэтому чаще используются триоды. Если применяются двойные триоды, то их вторые половины можно использовать в качестве катодных повторителей с целью уменьшения нагрузки на возбудитель.

На рис. 8-7, *б* представлена схема однокаскадного транзисторного возбудителя, работающего на частоте порядка 1 *кгц* Резисторы R_4 и R_3 образуют делитель напряжения, стабилизирующий напряжение смещения на базе транзистора. Для повышения устойчивости работы возбудителя его нагружают на усилитель, работающий по схеме эмиттерного повторителя.

На рис. 8-8 приведен второй вариант схемы возбудителя, фазовращающая цепочка которого поворачивает фазу подводимого к ней

напряжения U_2 на 180° в сторону отставания. От схемы на рис. 8-7, *а* она отличается лишь взаимной переменной мест включения резисторов и конденсаторов в звеньях фазовращающей цепочки. Цепь утечки лампы *Л* замыкается через сопротивление потенциометра (или постоянное сопротивление) R_l на входе следующего каскада, значительно превышающее по величине сопротивление R_a. Сопротивление R_{ai}, определяемое формулой (8-19), фактически входит в состав резистора R первого звена, сопротивление которого соответственно уменьшают. При выборе $R = R_{ai}$ резистор в первом звене отсутствует.

Частота возбуждаемых колебаний определяется формулами:

$$F = \frac{\sqrt{3a^2 + 2a + 1}}{2\pi RCa} \quad (\text{при } n=3) \qquad (8\text{-}21)$$

и

$$F = \frac{1}{2\pi RC}\sqrt{\frac{4a^3 + 3a^2 + 2a + 1}{4a^3 + 3a^2}} \quad (\text{при } n=4), \qquad (8\text{-}22)$$

которые при $a = 1$ получают следующую форму:

$$F = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC} = \frac{0,39}{RC} \quad (\text{при } n=3); \qquad (8\text{-}21\text{ а})$$

$$F = \frac{1}{2\sqrt{0,7}\pi RC} = \frac{0,19}{RC} \quad (\text{при } n=4). \qquad (8\text{-}22\text{ а})$$

Коэффициент ослабления K_0 при $n = 3$ находится по формуле (8-17), а при $n = 4$ — по формуле (8-18).

Достоинством схемы (рис. 8-8) является то, что входная емкость лампы *Л* может входить в емкость последнего параллельного конденсатора C/a^2.

Однокаскадные возбудители типа *RC* в основном используются в генераторах фиксированных частот, так как при этом они имеют простую схему и легко возбуждаются. При необходимости частоту колебаний возбудителя можно изменять регулировкой электрической величины любого из элементов фазовращающей цепочки, но это будет сопровождаться заметным изменением выходного напряжения U_2. Для поддержания более или менее неизменного напряжения U_2 регулировку частоты приходится проводить путем одновременного и пропорционального изменения сопротивлений или емкостей всех звеньев фазовращающей цепочки. Для облегчения такой регулировки все звенья приходится брать одинаковыми ($a = 1$), что приводит к возрастанию коэффициента ослабления K_0 и необходимости увеличения коэффициента усиления каскада посредством применения пентода с большой крутизной характеристики.

При необходимости перекрытия широкого частотного диапазона возбудитель лучше выполнить по схеме (рис. 8-8), которая позволяет производить плавное изменение частоты при помощи строенного или счетверенного блока переменных конденсаторов, а переключение поддиапазонов — посредством ступенчатого переключения постоянных резисторов фазовращающей цепочки.

Задача 8-3. Произвести расчет возбудителя, работающего на фиксированной частоте $F = 1\,000$ *гц* по схеме (рис. 8-7, *а*) на триоде 6С6Б ($R_i = 5$ *ком*; $\mu = 25$).

Решение

1. Выбираем сопротивление анодной нагрузки $R_а = 3R_i = 15$ *ком*. По формуле (8-19) находим сопротивление параллельной цепи $R_{аi} = 3{,}75$ *ком*, а по формуле (8-14) — коэффициент усиления каскада $K \approx 19$.

2. Выбираем число звеньев $n = 3$ и множитель $a = 3$. По формуле (8-17) определяем коэффициент ослабления $K_0 \approx 13$. Так как $K_0 < K$, то условие самовозбуждения соблюдается Если бы получили $K_0 > K$, то было бы необходимо увеличить число звеньев n или множитель a.

3. Выбираем сопротивление первого звена $R = 100$ *ком*. Тогда сопротивление второго звена $aR = 300$ *ком* и третьего звена — $a^2R = 900$ *ком*.

4. Исходя из формулы (8-15), находим емкость первого звена $C = 819$ *пф*. Тогда емкость второго звена $C/a = 273$ *пф*, а емкость третьего звена $C/a^2 = 91$ *пф*.

5. Исходя из типового режима работы лампы 6С6Б ($U_н = 6{,}3$ *в*; $U_а = 120$ *в*), выбираем сопротивление $R_к = 220$ *ом* На основании формулы (8-20) берем емкость $C_к = 5$ *мкф*.

Задача 8-4. Рассчитать возбудитель, выполненный по схеме (рис. 8-8), на фиксированную частоту $F = 10$ *кгц* при работе его на одном триоде лампы 6Н1П ($S = 4{,}35$ *ма/в*; $R_i = 11$ *ком*).

Ответ: $R_а = 29$ *ком*; $K = 34{,}7$; $R = R_{аi} = 8$ *ком*; $n = 3$; $a = 1$; $K_0 = 29 < K$; $C = 4\,900$ *пф*; $R_к = 600$ *ом*; $C_к = 0{,}5$ *мкф*.

8-6. УСИЛИТЕЛЬНАЯ ЧАСТЬ И ВЫХОДНЫЕ ЦЕПИ НИЗКОЧАСТОТНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Простейший измерительный генератор содержит лишь возбудитель, нагруженный на потенциометр плавной регулировки выходного напряжения (рис. 8-8). Однако малая выходная мощность возбудителя и зависимость амплитуды, частоты и формы генерируемых им колебаний от характера и величины нагрузки заставляют включать в состав генераторов усилители мощности.

Если требуемая выходная мощность не превышает десятых долей ватта, то усилитель мощности можно подключать непосредственно к возбудителю. При большей мощности генератора для стабилизации генерируемых колебаний между возбудителем и усилителем мощности включают промежуточный (буферный) усилитель с высоким входным сопротивлением. Усилители должны иметь полосу пропускания частот, соответствующую диапазону генератора, и усиливать колебания при возможно меньших искажениях их формы.

На рис. 8-9 приведена одна из возможных схем усилительной части генератора. Последняя состоит из промежуточного усилителя на резисторах, работающего в режиме А (без тока управляющей сетки), и усилителя мощности с трансформаторным выходом. Для повышения устойчивости работы и уменьшения нелинейных искажений усилители охвачены отрицательной обратной связью, элементами которой являются катодные резисторы R_3 и R_{10}, а также дополнительная обмотка выходного трансформатора *Тр*.

Через первичную обмотку трансформатора *Тр* протекает постоянная составляющая анодного тока лампы $Л_2$, создающая подмагничи-

вание сердечника. Это ограничивает мощность генератора, так как при большом выходном напряжении могут заметно возрасти нелинейные искажения. Для уменьшения искажений приходится увеличивать размеры сердечника трансформатора и величину воздушного зазора в нем. При прочих равных условиях искажения будут меньше при выходной лампе, имеющей малое внутреннее сопротивление; поэтому оконечные пентоды и лучевые тетроды, работающие в усилителях мощности, часто используются в триодном включении.

Заметное увеличение выходной мощности при одновременном уменьшении нелинейных искажений достигается при работе усилителя мощности по двухтактной схеме. В этом случае необходимо обеспечить сдвиг фаз 180° между напряжениями, подаваемыми на управляющие электроды выходных ламп (транзисторов), для чего буферный усилитель выполняется по фазоинверсной схеме или применяется трансформаторная межкаскадная связь.

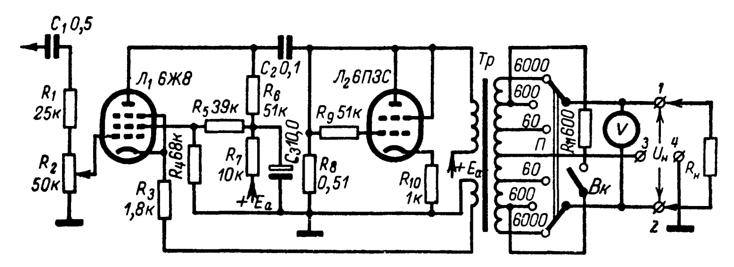


Рис. 8-9. Схема усилительной части и выходной цепи низкочастотного измерительного генератора с трансформаторным выходом.

Усилитель мощности отдает наибольшую выходную неискаженную мощность $P_{вых}$ лишь при подключении к выходным зажимам генератора нагрузки определенного сопротивления $R_н = R_{вых}$, обеспечивающего получение для выходной лампы оптимальной, согласованной с ней нагрузки R_a. Оптимальному режиму соответствует и максимальное напряжение на выходе генератора:

$$U_{вых} = \sqrt{P_{вых} R_{вых}}. \qquad (8\text{-}23)$$

При трансформаторной схеме выхода соотношение между сопротивлениями $R_{вых}$ и R_a определяется формулой

$$R_{вых} = \frac{R_a}{n^2}, \qquad (8\text{-}24)$$

где $n = W_1/W_2$ — коэффициент трансформации, равный отношению числа витков W_1 первичной обмотки трансформатора к числу витков W_2 его вторичной обмотки. Вторичную обмотку часто выполняют секционированной с расчетом получения нескольких различных значений $R_{вых}$ и $U_{вых}$ (см. рис. 8-9). Например, при $P_{вых} = 1$ *вт* и $R_{вых} = 6\,000$, 600 и 60 *ом* получаем соответственно $U_{вых} = 77{,}5$; 24,3 и 7,75 *в*. Плавную регулировку выходного напряжения наиболее часто осуществляют изменением с помощью потенциометра напряжения, подаваемого от возбудителя к усилителю. Для измерения напряжения на нагрузке $U_н$ используется вольтметр V выпрямительной системы.

Для повышения точности отсчета желательно, чтобы вольтметр имел несколько пределов измерений (в рассматриваемом примере 100, 30 и 10 *в*), переключаемых одновременно с переключением секций трансформатора *Тр*. Наличие вывода 3 от средней точки трансформатора позволяет в 2 раза уменьшить все значения $R_{вых}$, а также получить одновременно два напряжения, равных по величине, но противоположных по фазе. При работе на несимметричную нагрузку один из потенциальных выходных зажимов соединяется с заземленным зажимом *4*.

Если сопротивление нагрузки $R_н$ значительно отличается от номинального значения $R_{вых}$, то нарушается режим работы выходной лампы, уменьшается выходная мощность и возрастают нелинейные искажения. Поэтому при высокоомной внешней нагрузке $R_н \gg R_{вых}$ к выходным зажимам выключателем *Вк* подключают балластное сопротивление $R_{11} = R_{вых}$, благодаря чему общее сопротивление нагрузки, подключенное к трансформатору, окажется близким к $R_{вых}$ Такое согласование обычно осуществляют при одном значении $R_{вых}$ (например, 600 *ом*).

В некоторых генераторах усилитель мощности имеет омический выход и при необходимости работы на низкоомную нагрузку его собирают по схеме катодного (эмиттерного) повторителя, подобной приведенной на рис. 8-10. Очень высокое входное сопротивление этой схемы позволяет использовать ее в качестве согласующего элемента между высокоомным выходом возбудителя и сравнительно низкоомной нагрузкой. Верхняя граница частотного диапазона генератора при этом возрастает до 100—200 *кгц*. На частотах выше 50 *кгц* возможно некоторое понижение коэффициента усиления из-за влияния паразитных емкостей схемы. Для компенсации завала частотной характеристики служит конденсатор C_2, который с повышением частоты уменьшает сопротивление параллельной цепочки R_1, C_2, что приводит к возрастанию напряжения возбуждения на потенциометре R_2.

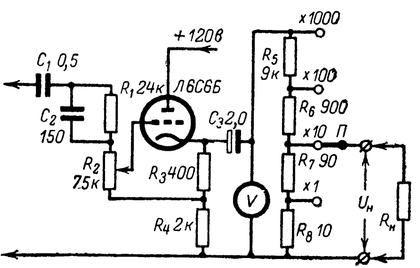


Рис. 8-10. Схема усилителя мощности (катодного повторителя) с делителем выходного напряжения.

Плавная регулировка выходного напряжения при помощи потенциометра R_2 не обеспечивает получения и отсчета очень малых выходных напряжений. Для решения этой задачи на выходе генератора включают аттенюатор, который в простейшем случае представляет собой делитель напряжения, состоящий из ряда последовательно включенных резисторов R_5—R_8, а для отсчета выходного напряжения применяют косвенный метод измерения. При этом однопредельным вольтметром переменного тока *V* измеряют напряжение, подводимое к аттенюатору, величину которого можно плавно регулировать потенциометром R_2. При соответствующем выборе сопротивлений резисторов делителя (см. § 5-4) переключателем *П* на вход прибора можно подавать строго определенную долю ($^1/_1$, $^1/_{10}$, $^1/_{100}$ и т. д.) этого напряжения. Шкала вольтметра часто градуируется в значениях напря-

жения, снимаемого с наиболее низкоомного резистора R_8, а множитель к отсчету по этой шкале определяется установкой переключателя *П*. Отсчет выходного напряжения по общему вольтметру будет правилен лишь в том случае, когда сопротивление нагрузки $R_н$ значительно превышает выходное сопротивление генератора $R_г$, измеренное между выходными зажимами. Поэтому желательно иметь выходное сопротивление возможно меньшим; это может быть достигнуто без уменьшения выходного напряжения лишь при достаточно большой мощности генератора. Величина выходного сопротивления зависит от положения переключателя *П* и на низковольтных пределах примерно равна сопротивлению делителя, включенному между выходными зажимами. Непостоянство выходного сопротивления затрудняет сравнение результатов измерений, производимых на одной и той

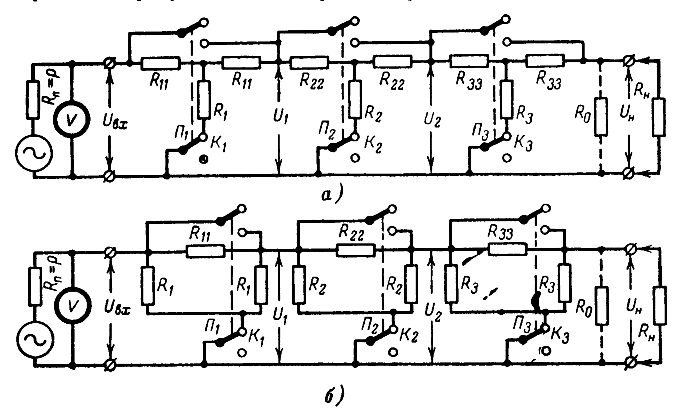


Рис. 8-11. Схемы аттенюаторов с Т-образными (*а*) и П-образными (*б*) звеньями.

же нагрузке при различных положениях переключателя. Этот недостаток устраняется в более совершенных аттенюаторах [1].

В измерительных генераторах для ступенчатого изменения выходного напряжения широко применяются аттенюаторы, состоящие из ряда последовательно соединенных Т- или П-образных звеньев (рис. 8-11), каждое из которых создает определенное затухание (ослабление) подводимого к ним напряжения. Особенностью аттенюаторов является то, что их входное и выходное сопротивления не зависят от числа включенных звеньев, т. е. от установленной величины затухания, и представляют собой постоянную величину, зависящую лишь от параметров аттенюаторов и носящую название характеристического сопротивления ρ. Для правильной работы аттенюатора требуется согласование его с сопротивлением $R_п$ источника питающего напряжения (усилителя мощности) и сопротивлением нагрузки $R_н$, что имеет место при $R_п = R_н = \rho$.

Расчетное сопротивление нагрузки $R_н$ может отличаться от значения ρ в сторону уменьшения; тогда последовательно с нагрузкой

[1] «Радио», 61—3—57, 65—2—59.

включают резистор сопротивлением ($\rho - R_н$). Если же сопротивление нагрузки $R_н > \rho$, то на выходе аттенюатора необходимо включить резистор сопротивлением

$$R_0 = \frac{R_н \rho}{R_н - \rho};\qquad (8\text{-}25)$$

последнее берется равным ρ в случае расчета аттенюатора для работы на высокоомную нагрузку $R_н \gg \rho$. Очевидно, что с учетом сопротивления R_0 выходное сопротивление аттенюатора, измеренное между его зажимами, может находиться в пределах от $\rho/2$ до ρ.

При расчете аттенюатора обычно задаются значением его характеристического сопротивления ρ(к которому приводится с помощью согласующих элементов сопротивление источника $R_п$) или выходного сопротивления, расчетным сопротивлением нагрузки $R_н$, а также общим коэффициентом ослабления

$$K = \frac{U_н}{U_{вх}} = K_1 K_2 K_3 \ldots,\qquad (8\text{-}26)$$

где $U_{вх}$ — напряжение на входе аттенюатора, измеряемое вольтметром V. Исходя из значения K, выбирают число звеньев аттенюатора и задаются их коэффициентами ослабления K_1, K_2, K_3 и т. д, величина которых, равная отношению напряжений на выходе и входе звена, обычно не менее 0,1.

Сопротивления первого звена рассчитываются по формулам:

$$R_1 = \rho \frac{1 + K_1}{1 - K_1};\quad R_{11} = \rho \frac{1 + K_1^2}{2K_1}\qquad (8\text{-}27)$$

при П-образной схеме (рис. 8-11, *б*) и

$$R_1 = \rho \frac{2K_1}{1 - K_1^2};\quad R_{11} = \rho \frac{1 - K_1}{1 + K_1}\qquad (8\text{-}28)$$

при Т-образной схеме (рис. 8-11, *а*).

Сопротивления других звеньев находятся по аналогичным формулам.

Аттенюаторы измерительных генераторов часто калибруются в децибелах в соответствии с формулой

$$K_{[дб]} = |20 \lg K| = K_{1[дб]} + K_{2[дб]} + K_{3[дб]} + \ldots\qquad (8\text{-}29)$$

При этом общий коэффициент ослабления определяется как сумма коэффициентов ослабления всех звеньев. При необходимости осуществления затухания в широких пределах применяют несколько последовательно включенных аттенюаторов (или аттенюаторы с переменными параметрами звеньев), каждый из которых позволяет ослаблять напряжение степенями, например через 1, 6, 10 или 20 *дб*. Затухание 1 *дб* соответствует понижению напряжения на 11%, 6 *дб* — в 2 раза, 10 *дб* — в $\sqrt{10} \approx 3{,}16$ раза, 20—40—60 *дб* — соответственно в 10—100—1 000 раз и т. д.

В рассмотренных схемах изменение затухания аттенюатора производится посредством включения или выключения отдельных звеньев его, что требует применения сложной системы коммутации.

Например, при уменьшении затухания в соответствующем звене должны закорачиваться последовательно включенные резисторы, а резисторы, присоединенные параллельно, должны отключаться.

Если расчетное сопротивление нагрузки $R_н \gg \rho$, то схема аттенюатора (рис. 8-11, *б*) может быть заменена более простой схемой (рис. 8-12), в которой ступенчатое изменение затухания осуществляется однополюсным переключателем *П* посредством перемещения места включения нагрузки. В этой схеме резисторы R_{12}, R_{23} и R_{30} соответственно и эквивалентно заменяют параллельно включенные резисторы R_1 и R_2, R_2 и R_3, R_3 и R_0 схемы на рис. 8-11, *б*.

Для уменьшения погрешности отсчета выходного напряжения, которая не должна превышать 10—15%, сопротивления резисторов аттенюатора должны быть тщательно подогнаны к расчетным значениям. Эти резисторы обычно выполняют в виде катушек из константановой или манганиновой проволоки с бифилярной намоткой, что уменьшает зависимость величины затухания от частоты и температурных условий. Аттенюатор в целом и связанные с ним соединительные проводники экранируются с целью устранения наводок в выходной цепи, затрудняющих получение и отсчет малых выходных напряжений.

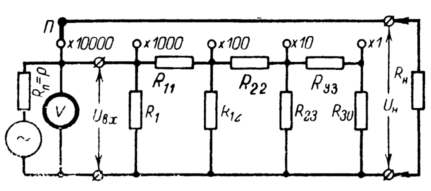


Рис. 8-12. Схема аттенюатора с однополюсным переключателем.

Для уменьшения влияния наводок со стороны сети переменного тока рекомендуется лампу и фильтр выпрямителя заключить в металлические экраны, а в анодных цепях питания всех ламп генератора включить развязывающие фильтры.

Задача 8-5. Рассчитать схему аттенюатора с Т-образными звеньями (см. рис. 8-11, *а*), предназначенного для работы на нагрузку с сопротивлением $R_н = 600$ *ом* при изменении выходного напряжения в пределах $U_{вх} — U_н = 10$ *в* — 10 *мв*.

Решение

1. Выбираем характеристическое сопротивление $\rho = R_н = 600$ *ом*. Тогда $R_п = 600$ *ом*; $R_0 = \infty$ (отсутствует).

2. По формуле (8-26) находим общий коэффициент ослабления $K = 0{,}001$ (60 *дб*). Выбираем число звеньев $n = 3$ при $K_1 = K_2 = K_3 = \sqrt[n]{K} = 0{,}1$ (20 *дб*).

3 По формулам (8-28) находим сопротивления звеньев: $R_1 = R_2 = R_3 = 121$ *ом*; $R_{11} = R_{22} = R_{33} = 491$ *ом*.

Задача 8-6. Рассчитать схему аттенюатора с тремя П-образными звеньями (рис. 8-11, *б*) и характеристическим сопротивлением $\rho = 10$ *ом*, предназначенного для создания на высокоомной нагрузке напряжений 100, 30, 10 и 3 *мв*.

Ответ: $K_1 = 0{,}3$; $K_2 = 0{,}33$; $K_3 = 0{,}3$; $R_п = R_0 = 10$ *ом*; $R_1 = R_3 = 18{,}6$ *ом*; $R_2 = 19{,}9$ *ом*; $R_{11} = R_{33} = 18{,}2$ *ом*; $R_{22} = 16{,}8$ *ом*.

Задача 8-7. По условию задачи 8-6 и на основе решения ее рассчитать аттенюатор с однополюсным переключателем по схеме (рис. 8-12).

Ответ: $R_п = 10$ *ом*; $R_1 = 18{,}6$ *ом*; $R_{11} = R_{33} = 18{,}2$ *ом*; $R_{22} = 16{,}8$ *ом*; $R_{12} = R_1/R_2(R_1 + R_2) = 9{,}6$ *ом*; $R_{23} = 9{,}6$ *ом*; $R_{30} = R_3R_0/(R_3 + R_0) = 6{,}5$ *ом*.

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

9-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Высокочастотные измерительные генераторы являются маломощными источниками незатухающих и модулированных электрических колебаний высокой частоты, калиброванных по частоте, выходному

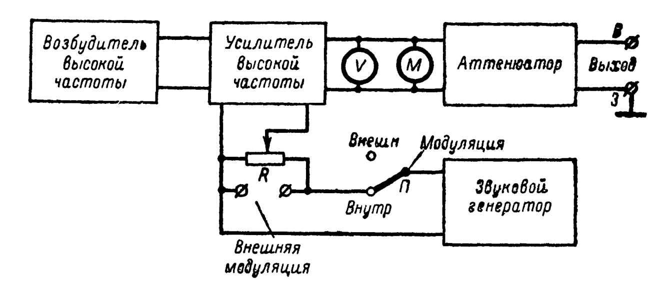


Рис. 9-1. Блок-схема генератора стандартных сигналов, работающего с амплитудной модуляцией.

напряжению (или мощности) и параметрам модуляции[1]. В генераторах, работающих на частотах от 50—100 *кгц* до десятков и сотен мегагерц, осуществляется преимущественно амплитудная модуляция высокочастотных колебаний. В генераторах, используемых на сверхвысоких частотах (от десятков мегагерц и выше), предусматривается возможность частотной или импульсной модуляции.

Высокочастотные генераторы, у которых параметры выходного сигнала могут регулироваться в широких пределах при повышенной точности их калибровки, называются **генераторами стандартных сигналов** (ГСС). Они применяются главным образом при испытании и регулировке радиоприемных устройств. Блок-схема типового ГСС, работающего с амплитудной модуляцией, приведена на рис. 9-1. Основной частью генератора является возбудитель (задающий генератор), предназначенный для генерирования синусоидальных колебаний в заданном диапазоне высоких частот. Резонансный усилитель, выполняющий роль буфера, повышает стабильность работы возбудителя и улучшает форму выходного сигнала при одновременном увеличении его амплитуды. Аттенюатор обеспечивает по-

[1] «Радио», 54—9—54, 62—8—58, 62—9—59.

лучение на выходе напряжения любой практически необходимой величины, обычно в пределах от 1 *мкв* до 0,1—1 *в*. Величина выходного напряжения, подводимого к аттенюатору, контролируется высокочастотным вольтметром *V*.

При установке переключателя источников модуляции *П* в положение *Внутренняя* напряжение фиксированной частоты 1 000 или 400 *гц*, вырабатываемое внутренним звуковым генератором (модулятором), воздействуя на лампу усилителя высокой частоты, осуществляет амплитудную модуляцию высокочастотных колебаний; глубина последней плавно регулируется потенциометром *R* и измеряется модулометром *М*. При этом напряжение фиксированной звуковой частоты может сниматься с зажимов *Внешняя модуляция,* что позволяет использовать ГСС и как звуковой генератор.

При необходимости модуляции высокочастотных колебаний в широком диапазоне звуковых частот переключатель *П* устанавливают в положение *Внешняя* и на зажимы *Внешняя модуляция* подают напряжение требуемой частоты от внешнего низкочастотного генератора. В том же положении переключателя, но при отключенном внешнем генераторе на выход ГСС будут поступать незатухающие колебания высокой частоты.

Для питания высокочастотной энергией различных измерительных и радиотехнических устройств (измерительных линий, высокочастотных мостов, резонансных измерительных схем, антенных устройств и др.) применяются генераторы сигналов (ГС). По сравнению с ГСС они имеют более простые схему и конструкцию. Основной особенностью ГС является значительная мощность выходного высокочастотного сигнала (достигающая нескольких ватт) при пониженной точности калибровки его параметров. Простейший ГС представляет собой мощный высокочастотный возбудитель, нагруженный на потенциометр, с помощью которого осуществляется некалиброванная регулировка выходного напряжения. Иногда ГС дополняется простейшим модулятором, работающим на фиксированной частоте 1 000 или 400 гц.

ГСС и ГС с целью расширения возможностей их использования часто совмещают в одном приборе, который в этом случае имеет два высокочастотных выхода: один — мощный некалиброванный и второй — маломощный, калиброванный по величине выходного напряжения.

Во многих случаях радиотехнической практики, например при настройке и сопряжении колебательных контуров приемников, от измерительного генератора требуется лишь достаточно малая погрешность установки требуемой частоты выходного сигнала, по крайней мере порядка 1—2%, тогда как другие его показатели — частота и коэффициент модуляции, точность отсчета и плавность регулировки выходного напряжения, совершенство экранировки — менее существенны. Это позволяет наряду с измерительными генераторами применять для регулировки приемников и многих других высокочастотных измерений гетеродинные индикаторы резонанса (см. гл. 21), гетеродинные частотомеры (§ 16-8) и кварцевые калибраторы (§ 16-7). Первый гетеродин супергетеродинного приемника также является источником высокочастотных колебаний, пригодным для налаживания других приемных устройств. При его использовании следует помнить, что частота гетеродина отличается от частоты, отсчитываемой по шкале приемника, на величину промежуточной частоты.

Наиболее простыми и миниатюрными приборами, пригодными для общей проверки радиоприемников, являются генераторы спектра частот, выполненные на газоразрядных лампах (релаксационные) или транзисторах (обычно по схеме мультивибратора, см. § 16-9) [1]. Такие генераторы создают колебания с основной частотой порядка нескольких сотен или тысячи герц. Форма этих колебаний очень сильно искажена, поэтому они весьма богаты гармониками, которые охватывают весь радиовещательный диапазон, включая часть диапазона УКВ. При помощи генератора спектра частот можно проверить и отрегулировать усилитель низкой частоты (по сигналу основной частоты), убедиться в работоспособности усилителя промежуточной частоты (при этом используются гармоники, близкие к промежуточной частоте), проверить действие преобразовательной и выходной частей приемника (путем последовательной настройки их на различные высокочастотные гармоники генератора). Генератор можно использовать и для проверки сопряжения контуров гетеродина и преселектора. Во всех случаях прослушивание на выходе приемника сигнала генератора является показателем работоспособности приемника или проверяемой части его. Однако применять такие генераторы следует весьма осторожно, так как при недостаточно тщательной экранировке они могут создавать сильные помехи радиоприему в широкой полосе частот и в радиусе нескольких сотен метров.

9-2. ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ЛАМПОВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

В высокочастотных измерительных генераторах применяются исключительно возбудители типа LC, у которых частота генерируемых колебаний f определяется индуктивностью L и емкостью C колебательного контура в соответствии с формулой (8-2). Схемы возбудителей аналогичны схемам задающих генераторов передатчиков и гетеродинов радиоприемников; методика их расчета приводится в курсах радиопередающих и радиоприемных устройств.

От возбудителей измерительных генераторов обычно не требуют высокой точности установки и отсчета частоты, допуская погрешность порядка 1—2%. В то же время весьма существенно, чтобы частота генерируемых колебаний была стабильна во времени, имела мало гармоник и практически не зависела от выходной нагрузки генератора, а амплитуда колебаний мало изменялась в пределах частотного диапазона.

В возбудителях иногда применяют схему самовозбуждения с индуктивной (трансформаторной) обратной связью [2]; при ее использовании необходим переключатель поддиапазонов сложной конструкции, обеспечивающий одновременное переключение контурных катушек и катушек обратной связи. Более простая схема переключений получается при выполнении возбудителя по трехточечной схеме с емкостной обратной связью [3]; однако в этом случае для поддержания по диапазону постоянства амплитуды колебаний приходится в контур возбудителя включать сдвоенный блок переменных конденсаторов.

Высокие качественные показатели обеспечивает трехточечная схема возбудителя с *автотрансформаторной обратной связью*, изо-

[1] «Радио», 54—10—42, 56—5—61, 57—3—34, 62—9—56, 64—9—39, 66—3—60, 66—6—57.
[2] «Радио», 58—2—42, 58—6—34, 65—2—44, 65—9—62.
[3] «Радио», 58—2—44, 58—3—41.

браженная в левой части рис. 9-2, при условии выполнения ее из высококачественных, стойких к температурным влияниям деталей и работы в нормальном температурном режиме и при стабильных напряжениях питания [1]. Особенностью схемы является то, что катод генераторной лампы $Л_1$ находится под потенциалом высокой частоты, а анод соединен с заземленным концом контура через непроволочный резистор R_1 и конденсатор большой емкости C_1 в цепи развязки анодного питания. Этим, с одной стороны, обеспечивается заземление ротора переменного конденсатора, а с другой — повышается устойчивость работы возбудителя, так как напряжение высокой частоты снимается не с контура, а с низкоомного резистора R_1 в цепи анода

Стабильность частоты возбудителя в значительной степени зависит от добротности его колебательного контура, поэтому в последний следует включать катушки индуктивности с малыми потерями.

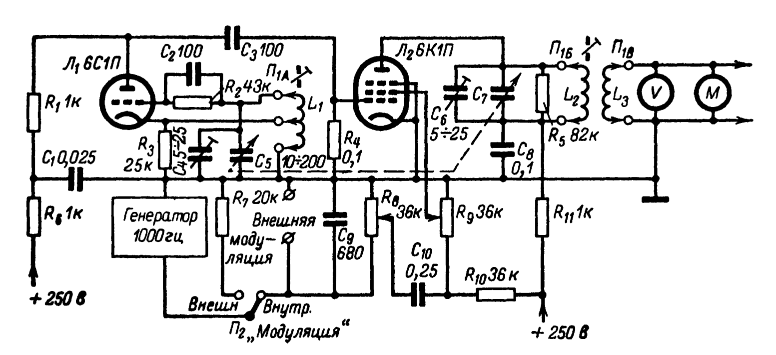


Рис. 9-2. Упрощенная схема высокочастотного генератора с возбудителем, работающим по трехточечной схеме.

Кроме того, необходимо устранить влияние на начальную емкость контура межэлектродных емкостей лампы $Л_1$, значение которых изменяется при колебаниях напряжений питания. Это достигается увеличением начальной емкости контура посредством включения в контур постоянного или подстроечного конденсатора C_4. Поэтому частотный поддиапазон, перекрываемый конденсатором настройки C_5, обычно невелик и характеризуется коэффициентом перекрытия порядка 1,5—3. Для перекрытия широкого частотного диапазона последний разбивают на ряд поддиапазонов, выбор которых осуществляется путем переключения катушек L_1 различной индуктивности. С целью подгонки выбранных частотных поддиапазонов катушки снабжают регулируемыми карбонильными или магнетитовыми сердечниками. Для этой же цели параллельно контурным катушкам иногда включают индивидуальные подстроечные конденсаторы небольшой емкости. Для исключения влияния неработающих катушек последние, если они не экранированы, желательно закорачивать. Резистор R_1, включаемый в некоторых схемах параллельно части контурной катушки L_1, уменьшая амплитуду генерируемых колебаний, в то же время делает ее более постоянной по диапазону.

[1] «Радио», 57—4—45, 58—3—41, 61—12—44.

В генераторах стандартных сигналов между возбудителем и делителем выходного напряжения включают буферный усилитель, который устраняет влияние выходных цепей генератора на работу возбудителя. Схема подобного усилителя, работающего по резонансной схеме на пентоде $Л_2$, приведена на рис. 9-2. Его колебательный контур, настроенный на основную частоту колебаний возбудителя, осуществляет фильтрацию гармоник, что обеспечивает синусоидальность формы выходного напряжения. Включенный параллельно контуру резистор R_5 выравнивает по диапазону резонансное сопротивление контура, тем самым поддерживая постоянство коэффициента усиления. Кроме того, резистор R_5 способствует расширению полосы пропускания усилителя, что важно для обеспечения неискаженного прохождения составляющих модулированного колебания. Включенные в контуры усилителя и возбудителя подстроечные конденсаторы C_6 и C_4 используются для выравнивания начальных емкостей контуров и подбора требуемого перекрытия поддиапазонов.

Выходное напряжение усилителя на катушке связи L_3, нагруженной на делитель напряжения, измеряется высокочастотным вольтметром *V*. Желательно, чтобы это напряжение при любой настройке генератора оставалось постоянным, например равным 1 *в*. Автоматическая регулировка, применяемая в некоторых генераторах, не обеспечивает строгого постоянства выходного напряжения. Поэтому во всех генераторах предусматривают ручную регулировку уровня выходного напряжения. В рассматриваемой схеме для этой цели служит потенциометр R_9, который позволяет плавно изменять постоянное напряжение на экранирующей сетке лампы $Л_2$, а следовательно, и усиление каскада.

Наличие второго контура с набором переключаемых катушек и переменным конденсатором, спаренным с конденсатором возбудителя, усложняет конструкцию прибора. Поэтому буферный усилитель иногда выполняется апериодическим: вместо контура в цепь анода или катода лампы включают резистор, связанный с аттенюатором через конденсатор большой емкости. При этом коэффициент нелинейных искажений выходного напряжения повышается.

В системе возбудитель — усилитель модуляцию высокочастотных, колебаний производят в усилителе. Этим устраняется частотная модуляция, которая обычно сопутствует амплитудной модуляции, если последняя осуществляется воздействием на возбудитель. Модулирующее напряжение обычно подают на экранирующую или защитную сетку усилительной лампы. На рис. 9-2 показан способ модуляции на экранирующую сетку. При установке переключателя модуляции $П_2$ в положение *Внутренняя* напряжение частотой 1000 *гц* от внутреннего звукового генератора подается на потенциометр R_8, а с него через разделительный конденсатор C_{10} — на потенциометр R_9 и далее на экранирующую сетку. При таком включении регулировка потенциометром R_9 постоянного напряжения на экранирующей сетке сопровождается одновременным и пропорциональным изменением низкочастотного напряжения на этой сетке и потому не вызывает заметного изменения коэффициента модуляции. Независимая регулировка последнего производится потенциометром R_8. Для получения глубокой модуляции требуется модулирующее напряжение порядка 70—100 *в*. Напряжение частотой 1000 *гц* поступает также на зажимы *Внешняя модуляция*, что создает возможность его проверки и использования.

При установке переключателя $П_2$ в положение *Внешняя* генератор может работать в двух режимах: в режиме незатухающих колебаний и в режиме модуляции низкочастотным напряжением, подводимым к зажимам *Внешняя модуляция.* Резистор R_7 является балластной нагрузкой для внутреннего звукового генератора, когда он не используется.

В сигнал-генераторах, работающих без буферного усилителя, возбудители часто выполняются по схеме с электронной связью, один из вариантов которой показан на рис 9-3. Здесь катод и первые две сетки пентода *Л* образуют триодный генератор, работающий по трехточечной схеме с автотрансформаторной обратной связью и заземленным анодом (роль последнего играет вторая сетка). Возбуждаемые высокочастотные колебания управляют анодным током лампы. Напряжение высокой частоты снимается с резистора анодной нагрузки R_4 и через конденсатор C_5 подается на выходной делитель.

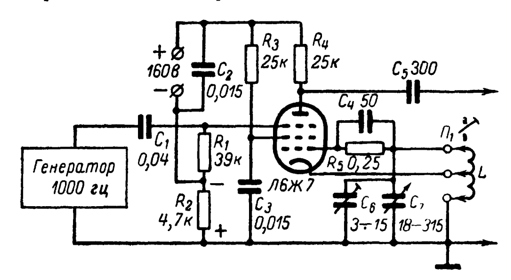


Рис. 9-3. Схема высокочастотного возбудителя с электронной связью и модуляцией по защитной сетке.

Так как анодная цепь связана с генераторной частью лампы лишь через общий электронный поток, то изменение нагрузки мало влияет на частоту колебаний. Для уменьшения гармоник в выходном напряжении вместо резистора R_4 может быть включен колебательный контур.

В рассматриваемой схеме модуляция осуществляется по защитной сетке. Для получения неискаженной модуляции на защитную сетку должно подаваться небольшое отрицательное смещение. Напряжение смещения снимается с резистора R_2, через который протекают постоянные составляющие анодного и экранного токов. Необходимая величина модулирующего напряжения для получения 30%-ной модуляции составляет всего лишь несколько вольт.

Частотная модуляция, возникающая в подобных возбудителях, создает девиацию частоты, которая может достигать нескольких сотен герц; поэтому однокаскадные измерительные генераторы непригодны для снятия резонансных характеристик и кривых избирательности высокочастотных устройств.

Недостатками возбудителей, работающих по схемам с трансформаторной и автотрансформаторной обратной связью, являются трудности подбора и регулировки обратной связи, обеспечиваемой с помощью специальных катушек связи или отводов от контурных катушек, а также необходимость использования для переключения под-

диапазонов многосекционных переключателей Значительно более простыми в конструктивном отношении являются транзитронные возбудители, хотя они и уступают несколько другим типам возбудителей в отношении формы генерируемых колебаний и постоянства их амплитуды.

Транзитронные возбудители работают на пентодах или многосеточных лампах[1]. На рис. 9-4 приведены два варианта схем возбудителей на преобразовательной лампе 6А8 У лампы $Л_1$ ток четвертой сетки i_4 возрастает при увеличении напряжения на

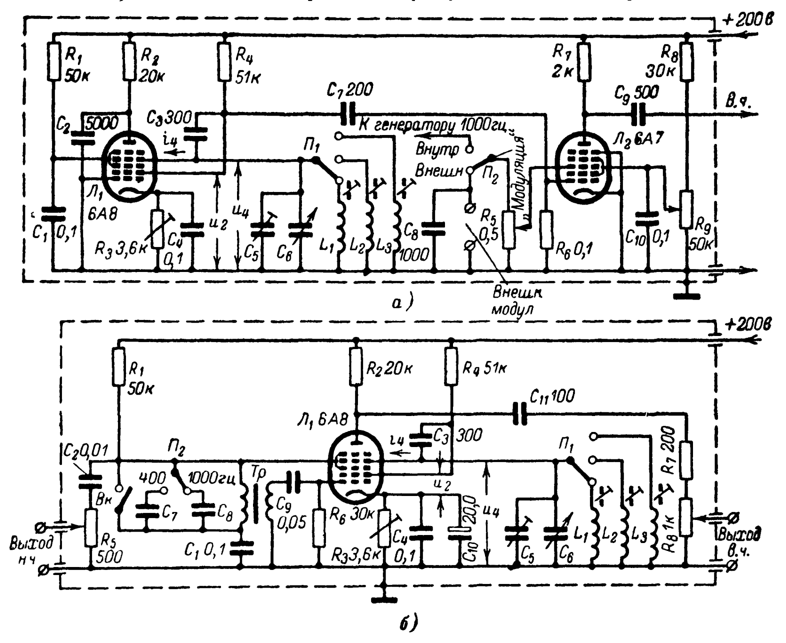


Рис. 9-4. Схемы высокочастотных измерительных генераторов с транзитронными возбудителями.

этой сетке u_4 и уменьшается при увеличении напряжения на второй сетке u_2. Вторая и четвертая сетки соединены по переменному току конденсатором C_3, поэтому переменные напряжения на них u_2 и u_4 могут изменяться лишь одновременно и взаимно пропорционально. Так как на экранирующие сетки лампы подают сравнительно низкое постоянное напряжение, то изменение напряжения u_2 сказывается на величине тока i_4 значительно сильнее, чем изменение напряжения u_4. Поэтому при одновременном повышении напряжений u_4 и u_2 ток четвертой сетки будет уменьшаться и, наоборот, понижение этих напряжений вызовет возрастание тока i_4. Обратно пропорциональная зависимость между напряжением u_4 и током i_4 означает, что участок лампы четвертая сетка — катод представляет для переменного тока

[1] «Радио», 49—5—59, 50—6—50, 52—6—47, 53—5—55, 63—11—60.

отрицательное активное сопротивление. Включив параллельно этому участку колебательный контур, получим генератор, самовозбуждающийся на собственной частоте этого контура Улучшения формы генерируемых колебаний добиваются регулировкой подстроечным резистором R_3 напряжения смещения на первой сетке лампы.

Транзитронные схемы обеспечивают высокую стабильность частоты генерируемых колебаний при изменении напряжений питания. Катушки их контуров не имеют отводов и легко подгоняются, а переключатели поддиапазонов могут иметь самую простую конструкцию. Для выравнивания амплитуды колебаний по поддиапазонам параллельно контурным катушкам иногда включают непроволочные резисторы, сопротивления которых подбирают опытным путем.

Генерируемые возбудителем колебания могут сниматься со второй сетки лампы 6А8 или с анода, имеющего электронную связь с генераторной частью лампы. Колебания в цепи анода весьма богаты гармониками. Поэтому в генераторах стандартных сигналов предпочитают снимать высокочастотное напряжение со второй сетки, где форма его ближе к синусоидальной (рис. 9-4, *а*); при этом анод лампы заземляется по высокой частоте конденсатором C_2. Возможное влияние выходной части генератора на частоту нейтрализуется наличием буферного усилительного каскада, который в рассматриваемой схеме выполнен на лампе 6А7. Модулирующее напряжение подается на третью сетку лампы. Потенциометр R_9 в цепи экранирующей сетки является плавным регулятором выходного напряжения. При необходимости ослабления действия гармоник резистор R_7 в анодной цепи заменяют колебательным контуром, настраиваемым на частоту колебаний возбудителя.

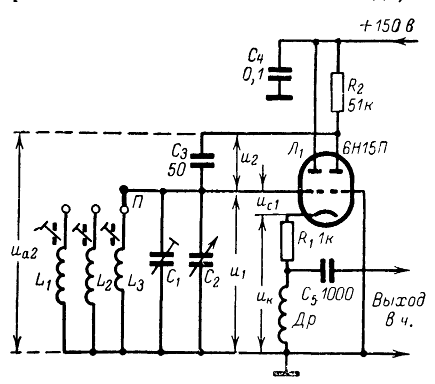


Рис. 9-5. Схема двухкаскадного высокочастотного возбудителя.

В сигнал-генераторах, не имеющих буферного усилителя, с целью ослабления влияния нагрузки на частоту колебаний возбудителя напряжение высокой частоты снимают с анода лампы 6А8 (рис. 9-4, *б*). При этом генератор звуковой частоты может работать на той же лампе, осуществляя модуляцию посредством воздействия на общий электронный поток. Для выключения модуляции используется выключатель *Вк*, закорачивающий контур модулятора.

Очень стабильные по частоте колебания с малым содержанием гармоник можно получить при работе возбудителя по двухкаскадной схеме (рис. 9-5), обычно выполняемой на двойном триоде[1]. Такой возбудитель по существу представляет собой двухкаскадный усилитель с глубокой отрицательной обратной связью, дополненный цепью положительной обратной связи, избирательной по частоте.

[1] «Радио», 54—9—57, 55—2—56, 63—1—20, 65—3—54, 65—6—51.

Первый каскад возбудителя на левом (по схеме) триоде работает как катодный повторитель. Активное сопротивление катодной нагрузки R_1 выбирается из расчета получения напряжения смещения, обеспечивающего требуемый режим работы лампы. Для составляющей тока высокой частоты сопротивление нагрузки многократно возрастает за счет индуктивного сопротивления высокочастотного дросселя *Др*, что ослабляет шунтирование нагрузкой колебательного контура и увеличивает переменное напряжение $u_к$, воздействующее на сетку правого триода. Это облегчает возникновение генерации, которая обеспечивается положительной обратной связью, осуществляемой с анода правого триода на сетку левого триода через конденсатор C_3.

Легко доказать, что переменное напряжение на аноде правого триода u_{a2} совпадает по фазе с вызывающим его напряжением u_1 на контуре. В свою очередь для возникновения генерации необходимо, чтобы напряжение u_1, создаваемое на контуре за счет обратной связи, было достаточной величины и совпадало по фазе с напряжением u_{a2} Поэтому в возбудителе могут возникнуть колебания лишь строго определенной частоты, при которой сопротивление контура имеет емкостный характер и падения напряжения u_1 на контуре и u_2 на конденсаторе C_3 совпадают по фазе между собой и с напряжением u_{a2}. Частота генерации оказывается близкой к резонансной частоте контура, что обеспечивает значительную величину напряжения u_1. Изменение настройки контура приводит к соответствующему изменению частоты возбуждаемых колебаний. При необходимости получения модулированных колебаний модуляцию производят воздействием низкочастотного напряжения на сетку правого триода.

Напряжение высокой частоты можно снимать с катода или правого анода лампы. Наименьшее влияние нагрузки наблюдается при снятии высокочастотного напряжения с дросселя *Др* и выполнении буферного каскада по схеме катодного повторителя.

9-3. ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Высокочастотные измерительные генераторы могут работать и на транзисторах[1]. На рис. 9-6 приведена схема транзисторного измерительного генератора, состоящая из высокочастотного возбудителя, буферного каскада и модулятора. Возбудитель на высокочастотном транзисторе T_2 выполнен по схеме с общим эмиттером и трансформаторной обратной связью. Его колебательный контур, определяющий частоту генерируемых колебаний, содержит одну из переключаемых по поддиапазонам катушек L_2 и конденсатор переменной емкости C_6; обратная связь осуществляется через катушки L_1. Элементом отрицательной обратной связи является подстроечный резистор R_4 в цепи эмиттера. Его регулировкой устанавливают номинальную величину высокочастотного напряжения на выходном аттенюаторе R_9. При необходимости для выравнивания выходного напряжения параллельно контурным катушкам L_2 отдельных поддиапазонов включают постоянные или подстроечные резисторы. В схемах возбудителей находит применение и трехточечная схема с автотрансформаторной обратной связью.

---

[1] «Радио», 57—5—46, 61—4—45, 61—10—53, 62—9—19, 64—1—53, 65—9—62, 61—10—53, 65—3—57.

Буферный каскад на транзисторе T_3 работает по схеме эмиттерного повторителя, что обеспечивает согласование высокого выходного сопротивления возбудителя с низким входным сопротивлением аттенюатора, а также устраняет влияние на работу возбудителя выходных цепей генератора и нагрузки. Делитель напряжения R_6, R_7 стабилизирует рабочую точку транзистора. При необходимости получения весьма малых значений высокочастотного напряжения выходная цепь дополняется ступенчатым аттенюатором.

Модулятор на транзисторе T_1 представляет собой низкочастотный генератор колебаний фиксированной частоты 1 000 или 400 *гц*; необходимое значение последней подгоняется подбором конденсатора C_3. Модулирующее напряжение вводится в цепь коллектора генераторного транзистора T_2 последовательно с напряжением питания. Требуемый коэффициент модуляции (30%) устанавливается подстроечным резистором R_2. Для выключения модуляции служит

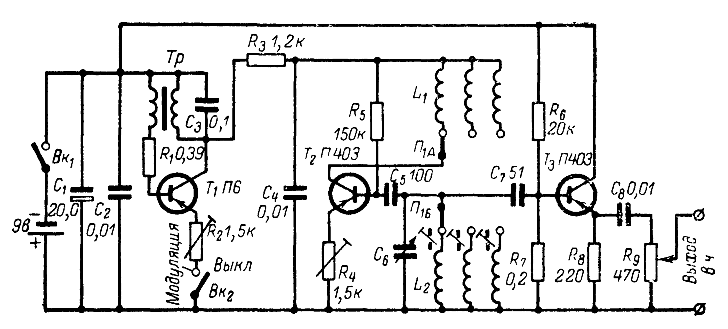


Рис. 9-6. Схема высокочастотного транзисторного измерительного генератора.

выключатель $Вк_2$. Модуляция может осуществляться и посредством ввода модулирующего напряжения в цепь эмиттера транзистора T_2.

Транзисторные измерительные генераторы несколько уступают ламповым в отношении стабильности частоты и амплитуды генерируемых колебаний при изменении напряжения питания и, особенно, внешней температуры.

9-4. РЕГУЛИРОВКА ЧАСТОТЫ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Измерительные генераторы, предназначенные для испытания радиовещательных приемников, должны плавно перекрывать диапазон частот по крайней мере от 100 *кгц* до 12 *Мгц*. Этот диапазон необходимо расширить не менее чем до 30 *Мгц*, если предусматривается испытание коротковолновых приемников 20- и 10-метровых диапазонов. В диапазон генератора должны входить все возможные значения промежуточных частот и примыкающие к ним полосы частот.

При конструировании измерительного генератора стремятся к повышению плавности регулировки его частоты, от чего зависит возможность использования генератора для снятия резонансных характеристик радиоустройств. Плавность регулировки частоты возрастает при уменьшении коэффициента перекрытия поддиапазонов посред-

ством включения в колебательный контур возбудителя конденсатора, повышающего его начальную емкость. Ограничивающим фактором здесь является увеличение числа поддиапазонов. Обычно берут коэффициент перекрытия порядка 2.

Другим возможным способом достижения плавности регулировки является включение параллельно основному конденсатору настройки нониусного конденсатора небольшой емкости, подобно тому, как это делается в низкочастотных генераторах, работающих на биениях (§ 8-3). Недостатком способа является то, что нониус должен иметь для каждой установки основного конденсатора настройки отдельную градуировочную шкалу вносимых им расстроек. Кроме того, нониус, подобранный для получения нужных расстроек на коротковолновом участке диапазона и имеющий максимальную емкость порядка 10 *пф*, будет менее эффективен на средних волнах и практически бесполезен на длинных волнах.

Широко распространенным способом осуществления плавной регулировки частоты является применение верньерного (замедляющего) устройства с фрикционной, зубчатой или червячной передачей, посредством которой осуществляется замедление вращения ротора переменного конденсатора. Верньеры, применяемые в генераторах, должны иметь легкий ход и создавать надежное сцепление при очень малом мертвом ходе. Замедление, создаваемое верньерами, обычно лежит в пределах от 5 до 20. При большом замедлении пользоваться верньерной ручкой для перехода с одной частоты поддиапазона на другую неудобно, так как это требует длительного времени. Поэтому в генераторах, кроме верньерного управления, вводят также грубую установку частоты при помощи ручки, насаженной на ось переменного конденсатора настройки.

Шкала частот должна быть возможно равномернее, что достигается применением прямочастотного переменного конденсатора. При этом легко осуществить отсчет расстроек, создаваемых поворотом верньерной ручки. Последнюю снабжают шкалой, разбитой по окружности на 50 или 100 равномерных делений. Для определения цены деления шкалы верньера по основной шкале настройки устанавливают высокую частоту f_1, относительно которой должна производиться расстройка. Затем делают поворот ручки верньера на 10, 20 или другое число n делений его шкалы (в пределах требуемых расстроек) и отмечают частоту f_2, соответствующую новому положению ручки настройки. Цена деления шкалы верньера равна отношению $(f_2 - f_1)/n$. Например, если $f_1 = 465$ *кгц*, $f_2 = 471$ *кгц*, а $n = 20$, то цена деления шкалы равна 300 *гц*.

При переходе к более коротковолновым поддиапазонам цена деления шкалы верньера возрастает, достигая на волнах 20—40 *м* нескольких килогерц. Это затрудняет снятие резонансных характеристик на коротких волнах.

9-5. ВЫХОДНЫЕ ЦЕПИ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Выходные цепи должны обеспечивать получение на выходе генератора и отсчет любых требуемых значений калиброванного высокочастотного напряжения вплоть до единиц или долей микровольта.

Непосредственное измерение столь малых напряжений в широком частотном диапазоне можно осуществить лишь с помощью весьма сложного многокаскадного электронного вольтметра селективного типа. Поэтому в высокочастотных генераторах применяют косвенный метод измерения выходного напряжения. С помощью простого однопредельного высокочастотного вольтметра (например, диодного, выполненного по схеме на рис. 4-9) измеряют уровень высокочастотного напряжения, подводимого к аттенюатору. Последний же позволяет получить на выходе генератора необходимую долю этого напряжения, строго определяемую установкой его ручек управления.

В генераторах, работающих на частотах 30—50 *Мгц*, аттенюаторы, как правило, выполняются на резисторах. На рис. 9-7 приведена схема одного из вариантов выходной цепи генератора стандартных сигналов, рассчитанная на получение калиброванных напряжений от 1 *в* до 1 *мкв*. В этой схеме напряжение высокой частоты с выхода усилителя или возбудителя подводится к плавному аттенюатору —

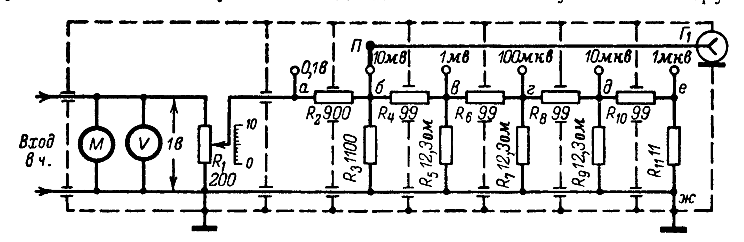


Рис. 9-7. Вариант I схемы выхода высокочастотного генератора.

потенциометру R_1. Его обычно поддерживают равным 1 *в* посредством регулировки режима одного из высокочастотных каскадов генератора. Потенциометр R_1 снабжен шкалой, имеющей 10 больших делений, пользуясь которой можно достаточно точно производить отсчет снимаемых с него напряжений в пределах 1—0,1 *в*.

Для дальнейшего ослабления выходного напряжения служит ступенчатый аттенюатор, состоящий из пяти Г-образных ячеек и переключателя *П*. Каждая ячейка, содержащая два резистора, понижает напряжение в 10 раз. Например, при установке переключателя *П* в положение «10 *мв*» на выходное гнездо $Г_1$ с резистора R_3 поступает напряжение, равное десятой доле напряжения, снимаемого с потенциометра R_1; девять десятых последнего напряжения гасится на резисторе R_2, сопротивление которого превышает в 9 раз сопротивление правой части схемы между точками *б* и *ж*. В положении переключателя «1 *мв*» выходное напряжение уменьшается еще в 10 раз благодаря гасящему действию резистора R_4. Следовательно, пять ячеек ступенчатого аттенюатора позволяют понизить напряжение в $10^5 = 100\,000$ раз, что при установке плавного аттенюатора в положение, соответствующее 0,1 *в*, обеспечивает наименьшее выходное напряжение 1 *мкв*.

Выходное напряжение находится как произведение показаний шкал плавного аттенюатора и переключателя *П*. Для этого каждое положение переключателя маркируется коэффициентом, указывающим соответствующую ему цену деления шкалы плавного аттенюато-

ра. Например, для получения напряжения 40 *мкв* переключатель *П* ставится в положение «10 *мкв*», а ручка плавного аттенюатора устанавливается на отметку «4».

Может оказаться, что на некоторых частотах диапазона не удастся установить на плавном аттенюаторе напряжение, равное точно 1 *в*. Поэтому предел измерений вольметра следует брать с некоторым запасом, например до 1,5 *в*. В общем случае отсчет выходного напряжения, произведенный указанным выше образом, следует умножать на показания вольтметра. Так, если вольтметр показывает 1,3 *в*, то в рассмотренном примере выходное напряжение будет $1{,}3 \cdot 4 \cdot 10 = 52$ *мкв*.

Ступенчатый аттенюатор можно рассчитать таким образом, чтобы его выходное сопротивление $R_{вых}$ при любом положении переключателя *П* оставалось постоянным; это позволяет существенно повысить точность испытания радиоприемных устройств. Значение $R_{вых}$ зависит от сопротивлений резисторов аттенюатора. Низкое выходное сопротивление требует применения низкоомных резисторов, которые трудно изготовить безындукционными и точно подогнать. В то же время и высокое выходное сопротивление нежелательно вследствие понижения точности отсчета выходного напряжения при низкоомных нагрузках. Кроме того, при испытании приемников $R_{вых}$ является частью активного сопротивления эквивалента антенны, величину которого оно не должно превышать. Обычно берут $R_{вых} = 5 \div 20$ *ом*.

Расчет ступенчатого аттенюатора начинают с резистора R_{11} последней ячейки (рис. 9-7). Его сопротивление должно быть таким, чтобы с учетом действия подключенной к нему параллельной цепи получить в положении переключателя «1 *мкв*» выбранное значение $R_{вых}$. Если смежные положения переключателя *П* должны соответствовать 10-кратному изменению выходного напряжения, то берут

$$R_{11} = 1{,}1 R_{вых}; \qquad (9\text{-}1)$$

$$R_{10} = 9R_{11}. \qquad (9\text{-}2)$$

Для сохранения постоянства выходного сопротивления при установке переключателя *П* в положение «10 *мкв*» необходимо, чтобы сопротивление правой части схемы между точками *д* и *ж* равнялось R_{11}. Это условие определяет выбор сопротивления R_9:

$$R_9 = \frac{(R_{10} + R_{11}) R_{11}}{R_{10}}. \qquad (9\text{-}3)$$

Выбор остальных элементов схемы в соответствии с рассмотренными выше принципами определяется равенствами:

$$R_4 = R_6 = R_8 = R_{10}; \qquad (9\text{-}4)$$

$$R_5 = R_7 = R_9. \qquad (9\text{-}5)$$

В положении переключателя «0,1 *в*» выходное сопротивление генератора непостоянно, оно зависит от установки потенциометра R_1. Некоторое влияние последнего сказывается и при положении переключателя «10 *мв*», но здесь оно крайне несущественно.

При плавной регулировке выходного напряжения изменяется нагрузка на высокочастотную часть генератора. Для ослабления это-

го влияния, а также для улучшения линейности шкалы плавного аттенюатора необходимо, чтобы сопротивление последнего R_1 было значительно меньше, по крайней мере в 5—10 раз, входного сопротивления ступенчатого аттенюатора между точками *а* и *ж*. Но при малом сопротивлении R_1 величина нагрузки на возбудитель или усилитель генератора может оказаться недопустимо большой. Сопротивление R_1 нежелательно брать менее 150—300 *ом*, но для этого необходимо соответственно повысить и входное сопротивление ступенчатого аттенюатора. С этой целью первую ячейку аттенюатора R_2, R_3 часто выполняют из резисторов более высокоомных, чем в других ячейках. Выбор их сопротивлений определяется формулами:

$$R_2 \leqslant 10R_4; \tag{9-6}$$

$$R_3 = \frac{R_4 R_2}{0{,}9\,(10R_4 - R_2)}. \tag{9-7}$$

Если $R_2 = 10\,R_4$, то $R_3 = \infty$, т. е. резистор R_3 не требуется. Недостатком рассмотренного способа является увеличение выходного сопротивления генератора в положениях переключателя «10 *мв*» и «0,1 *в*».

Другим способом уменьшения нагрузки на высокочастотную часть генератора является включение последовательно с плавным аттенюатором R_1 постоянного резистора, но это возможно лишь при наличии запаса по величине высокочастотного напряжения.

Для контроля коэффициента амплитудной модуляции m высокочастотного сигнала в выходную цепь включают модулометр M. Модулометр обычно выполняется на основе схемы двукратного детектирования (рис. 19-2), которая включает в себя по существу и высокочастотный вольтметр, позволяющий заменить отдельный вольтметр V. При этом отсчет выходного напряжения, устанавливаемого на уровне 1 *в*, производится по показаниям измерителя $И_1$, а отсчет коэффициента модуляции — по показаниям измерителя $И_2$. В некоторых генераторах коэффициент m определяют по показаниям вольтметра, измеряющего непосредственно амплитуду $U_м$ модулирующего напряжения (рис. 19-1, *а*); при этом зависимость между величинами m и $U_м$, выражающая модуляционную характеристику генератора, должна иметь линейный характер.

Второй вариант схемы выходной цепи генератора стандартных сигналов показан на рис. 9-8. Здесь напряжение с плавного аттенюатора R_1 подается непосредственно на гнездо $Г_3$, которое используется для снятия высокочастотных напряжений в пределах 1—0,1 *в*. Резистор R_{12}, включенный между потенциальным концом потенциометра R_1 и его ползунком, создает балластную нагрузку для ненагруженной части потенциометра. Его сопротивление берется равным входному сопротивлению ступенчатого аттенюатора, что уменьшает колебания нагрузки на выходную лампу генератора при плавной регулировке выходного напряжения.

Десятая доля напряжения, снимаемого с плавного аттенюатора, через резистор R_2 подводится к ступенчатому аттенюатору. Особенностью последнего является то, что ступенчатая регулировка проводится со стороны входа высокочастотного напряжения. Для получения правильного деления напряжения необходимо, чтобы входное сопротивление аттенюатора было одинаковым при всех положениях переключателя $П$ и превышало выходное сопротивление на гнезде $Г_1$

примерно в 11 раз. Поэтому для получения значительного входного сопротивления, обеспечивающего возможность надлежащего выбора сопротивления потенциометра R_1, ступенчатый аттенюатор должен иметь сравнительно большое выходное сопротивление, по крайней мере порядка 50—100 *ом*. Выходное сопротивление можно уменьшить примерно до значения 0,1 R_{11} при использовании гнезда $Г_2$, соединяемого с отводом от десятой части сопротивления резистора R_{11}. При этом отсчет выходного напряжения, произведенный обычным способом, потребуется умножать на 0,1.

Соединительный провод, связывающий выходное гнездо генератора с исследуемой установкой, не всегда удается сделать коротким. Поэтому может оказаться, что он обладает заметными для высоких частот индуктивностью и емкостью по отношению к корпусу. В результате действительное напряжение, подводимое к установке, будет

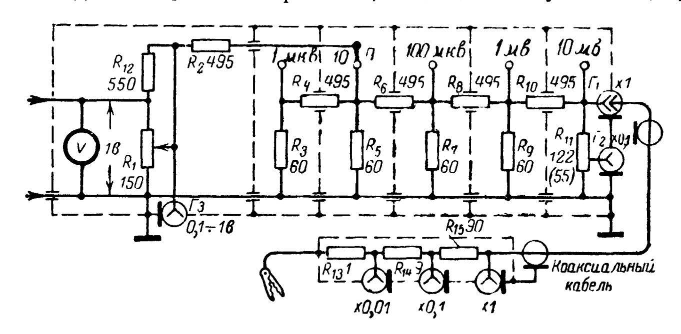


Рис. 9-8. Вариант II схемы выхода высокочастотного генератора.

отличаться от значения, отсчитываемого по положению ручек управления генератора. Для устранения возможных ошибок генератор обычно снабжают выходным коаксиальным кабелем. Высокочастотная энергия будет передаваться по кабелю почти без потерь, если выходное сопротивление генератора и нагрузка на конце кабеля равны волновому сопротивлению кабеля ρ.

Предположим, что расчетное выходное сопротивление генератора $R_{вых} = 50$ *ом*. В этом случае необходимо использовать коаксиальный кабель с волновым сопротивлением $\rho = 100$ *ом*, а для получения на гнезде $Г_1$ такой же величины выходного сопротивления следует сопротивление резистора R_{11}, которое при работе без кабеля должно быть равно 55 *ом*, увеличить до 122 *ом*. При этом фактическое выходное сопротивление генератора с учетом нагрузочного действия выходного кабеля останется по-прежнему равным 50 *ом*. В качестве постоянной выходной нагрузки кабеля на его конце включается делительная колодка с общим сопротивлением 100 *ом*, используя отводы от которой можно понизить выходное сопротивление до 10 или 1 *ом* при одновременном уменьшении выходного напряжения в 10 и 100 раз.

Если выход генератора рассчитан для работы с коаксиальным кабелем, то отсчет выходного напряжения, произведенный при его снятии непосредственно с гнезда $Г_1$, т. е. без кабеля, будет неправильным.

Для того чтобы действие ступенчатого аттенюатора не зависело от частоты, его резисторы должны быть безындуктивными и безъемкостными, поверхностный эффект не должен вызывать заметного изменения их сопротивления, тщательность подгонки и постоянство которого определяют точность деления напряжения, а следовательно, и точность отсчета выходного напряжения. Желательно применение непроволочных резисторов, однако их трудно подбирать по требуемому номиналу. Поэтому часто применяют проволочные резисторы, изготовленные из очень тонкой высокоомной (манганиновой или константановой) проволоки. При бифилярной намотке диаметр проволоки d (в миллиметрах) следует выбирать из условия

$$d \leqslant \frac{\sqrt{\lambda_{н}}}{100}, \qquad (9\text{-}8)$$

где $\lambda_{н}$ (в метрах) — наименьшая длина волны высокочастотных колебаний генератора. Например, при $\lambda_{н} = 10$ *м* ($f = 30$ *Мгц*) берут $d = 0{,}03$ *мм*.

Потенциометр R_1 также желательно брать непроволочным. При отсутствии такового намотку потенциометра производят тонким высокоомным проводом без изоляции.

При наличии выходного вольтметра и тщательном выполнении и градуировке аттенюаторов погрешность отсчета выходного напряжения не превышает 20%. При отсутствии вольтметра погрешность отсчета может достигать 50% и более в зависимости от постоянства по диапазону амплитуды генерируемых колебаний.

В некоторых измерительных генераторах аттенюаторы можно переключать на выход внутреннего звукового генератора, что расширяет возможности использования последнего для испытания низкочастотной аппаратуры.

Задача 9-1. Проверить данные расчета пятиступенчатого аттенюатора (рис. 9-7), имеющего на трех последних ступенях деления выходное сопротивление 10 *ом*, а на ступени «10 *мв*» 100 *ом*.

Задача 9-2. Проверить данные расчета пятиступенчатого аттенюатора (рис. 9-8), предназначенного для работы с коаксиальным кабелем, имеющим волновое сопротивление 100 *ом*; нагрузочное сопротивление кабеля имеет отводы для дополнительного деления напряжения в 10 и 100 раз.

9-6. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Измерительные генераторы метрового диапазона волн универсального назначения рассчитываются на работу в диапазоне частот от 16—25 до 100—130 *Мгц*, который охватывает каналы УКВ радиовещания, первые пять телевизионных каналов и полосы пропускания телевизионных приемников по промежуточной частоте. В зависимости от целевого назначения генератора этот диапазон может быть ограничен более узкими пределами.

Возбудители генераторов метрового диапазона работают преимущественно на малогабаритных высокочастотных триодах (пальчиковых, типа «желудь»), характеризующихся малым временем пролета электронов между электродами и имеющих небольшие индуктивности вводов и межэлектродные емкости. Наиболее часто применяется трехточечная схема самовозбуждения с емкостной

обратной связью, представленная на рис. 9-9. Она обеспечивает хорошую стабильность амплитуды колебаний при изменении частоты и легко самовозбуждается даже при низкой добротности колебательного контура. В этой схеме напряжение обратной связи снимается с межэлектродной емкости сетка — катод $C_{с.\,к}$, образующей вместе с емкостью анод — катод $C_{а.\,к}$ делитель напряжения, включенный параллельно колебательному контуру L_1C_1. Напряжение анодного питания подается через дроссель высокой частоты L_2 (он может быть заменен резистором с сопротивлением порядка нескольких десятков килоом) к одной из промежуточных точек контурной катушки, потенциал которой близок к нулю (вследствие замыкания на корпус средней точки емкостей $C_{а.\,к}$ и $C_{с.\,к}$). Такое включение дросселя L_2 уменьшает влияние его индуктивности и межвитковой емкости на частоту генерируемых колебаний. Некоторое применение находит в генераторах и схема самовозбуждения

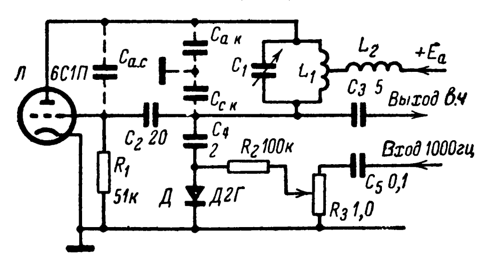


Рис. 9-9. Схема возбудителя генератора СВЧ с частотной модуляцией.

с автотрансформаторной обратной связью при заземленном по высокой частоте аноде.

Буферные усилители редко выполняются по резонансной схеме вследствие трудности точного сопряжения на СВЧ настроек возбудителя и усилителя. В контур последнего приходится включать для подстройки дополнительный переменный конденсатор малой емкости. Чаще буферный усилитель работает по схеме катодного повторителя или вообще обходятся без буфера, а для уменьшения влияния нагрузки на частоту связь между возбудителем и выходом максимально ослабляют.

Одна из применяемых схем высокочастотной части генератора метровых волн приведена на рис. 9-10. В этой схеме напряжение СВЧ снимается с сетки триода и через конденсатор малой емкости C_2 подводится к потенциометру R_1 плавного аттенюатора. Последний нагружен на делитель напряжения из резисторов R_2 и R_3, благодаря которому выходное сопротивление генератора при плавной регулировке выходного напряжения изменяется мало. Если генератор предназначен для испытания телевизионных приемников, имеющих входное сопротивление 75 *ом*, то и выходное сопротивление генератора подбирают того же порядка; тогда выход генератора можно непосредственно соединять с входом приемника при помощи коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 75 *ом*. В общем случае выход генератора соединяют с входом приемника через согласующий непроволочный резистор, сопротивление которого

вместе с выходным сопротивлением генератора должно быть равно входному сопротивлению приемника.

Если требуется широкая регулировка выходного напряжения, помимо плавного аттенюатора, вводят одну или две ступени ступенчатого деления. Трудность изготовления безреактивных резисторов, устойчиво работающих в области СВЧ, иногда вынуждает применять аттенюаторы емкостного и поглощающего типов [1].

Для отсчета выходного напряжения необходимо знать уровень напряжения СВЧ на зажимах плавного аттенюатора. В рассматриваемой схеме постоянная составляющая сеточного тока лампы возбудителя пропорциональна амплитуде генерируемых колебаний.

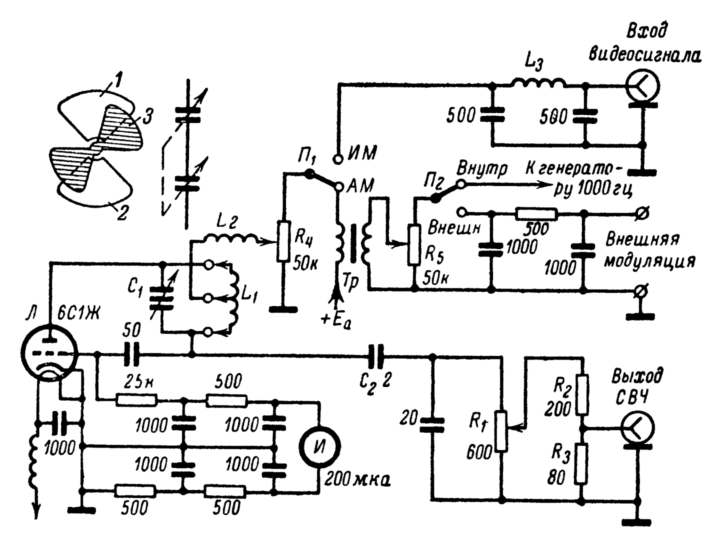


Рис. 9-10. Схема измерительного генератора СВЧ с амплитудной и импульсной модуляцией.

Поэтому включенный в сеточную цепь через систему высокочастотных фильтров чувствительный измеритель магнитоэлектрической системы *И*, можно проградуировать непосредственно в значениях переменного напряжения, подводимого к потенциометру R_1. Установка уровня этого напряжения, при котором будет справедлива градуировка шкалы плавного аттенюатора, производится регулировкой напряжения анодного питания посредством потенциометра R_4.

Применение переменных конденсаторов обычного типа, имеющих скользящий контакт с ротором, может явиться причиной неустойчивой работы возбудителя. Осуществление контакта гибким проводником, имеющим заметную для СВЧ индуктивность, также нежелательно. Поэтому в контурах генераторов метрового диапазона часто применяют переменные конденсаторы специальной кон-

[1] «Радио», 65—2—51.

струкции (с разрезным статором). Схематическое изображение такого конденсатора приведено в левой верхней части рис. 9-10. Конденсатор содержит две системы изолированных друг от друга статорных пластин *1* и *2*, которые включаются в контур. Роторные пластины *3*, механически связанные с ручкой управления частотой, не имеют никаких выводов или контактов; создаваемая ими по отношению к статорным пластинам емкость эквивалентна емкости двух последовательно включенных переменных конденсаторов.

В генераторах метровых и дециметровых волн находят применение широкодиапазонные колебательные контуры типа *«бабочка»* (см. рис. 16-24). При управлении таким контуром происходит одновременное изменение его емкости и индуктивности, что обеспечивает в пределах одного диапазона 10-кратное перекрытие частот, например от 100 до 1 000 *Мгц*.

В измерительных генераторах метрового диапазона применяют три вида модуляции: импульсную, амплитудную и частотную.

В генераторах с импульсной модуляцией обычно предусматривают возможность модуляции колебаний СВЧ видеоимпульсами типа *меандр* (имеющими прямоугольную форму с отношением полупериодов 1 : 1 и частотой повторения 1 *кгц*) либо кратковременными импульсами фиксированной или регулируемой длительности и частоты повторения. Модуляция обычно производится посредством отпирания положительными видеоимпульсами одной из ламп генератора, находящейся нормально в запертом состоянии. Источник модулирующего напряжения может быть встроенным (внутренним), например мультивибратор, блокинг-генератор и т. п., или внешним, например генератор импульсов. Генераторы с импульсной модуляцией применяются при проверке и регулировке разверток электроннолучевых индикаторов, снятии фазовых, частотных и импульсных характеристик четырхполюсников (фильтров, усилителей), а также при испытании различных устройств, работающих в импульсном режиме.

Принцип импульсной модуляции рассмотрим на примере схемы генератора (рис. 9—10). При установке переключателя $П_1$ в положение *ИМ* импульсное напряжение, подводимое к гнезду *Вход видеосигнала*, через высокочастотный фильтр подается на лампу возбудителя вместо напряжения анодного питания. Очевидно, что при положительной полярности видеоимпульса возбудитель работает и колебания СВЧ поступают на выход генератора. При отсутствии видеоимпульсов или их отрицательной полярности работа возбудителя прекращается. Недостатком способа является необходимость применения видеоимпульсов значительной амплитуды. При использовании режима сеточной модуляции лампа возбудителя запирается подводимым к ее сетке отрицательным напряжением смещения и отпирается под воздействием положительного видеоимпульса сравнительно небольшой амплитуды.

Если между возбудителем и выходом генератора включен буферный каскад, то импульсная модуляция может производиться подачей синусоидального напряжения на управляющую или защитную сетку ламп буфера. Модуляторная лампа ставится в такой режим работы, что при отрицательной полярности модулирующего напряжения она заперта, а при положительной полярности анодный ток быстро возрастает до значения насыщения, ограничивающего амплитуду колебаний СВЧ. Нужный режим, обеспечивающий полу-

чение прямоугольных импульсов СВЧ с большой крутизной фронта, достигается при модулирующем напряжении порядка десятков или сотни вольт. Источником модулирующего напряжения может служить питающая сеть частотой 50 *гц* или специальный генератор.

Амплитудную модуляцию при отсутствии буферного каскада осуществляют вводом модулирующего напряжения в анодную цепь лампы возбудителя последовательно с постоянным напряжением анодного питания, как это указано на рис. 9-10 для случая установки переключателя $П_1$ в положение *АМ*. Регулировка коэффициента модуляции производится потенциометром R_5. Для получения глубокой модуляции напряжение частоты модуляции на вторичной обмотке трансформатора *Тр* должно быть одного порядка с э. д. с. $E_а$. Выбор источника модулирующего напряжения производится переключателем $П_2$. Внутренний источник обычно представляет собой генератор синусоидальных колебаний частотой 1 000 или 400 *гц*. К зажимам внешней модуляции подключен резистивно-емкостный фильтр, предотвращающий излучение колебаний СВЧ через эти зажимы.

Амплитудную модуляцию можно осуществить и воздействием на управляющую сетку лампы возбудителя, однако в этом случае она будет сопровождаться заметной частотной модуляцией. При наличии буферного усилителя модулирующее напряжение подают на управляющую или защитную сетку его лампы, что позволяет улучшить качество модуляции и снизить необходимое для модуляции напряжение.

Генераторы метрового диапазона с амплитудной модуляцией выполняются как на лампах [1], так и на высокочастотных транзисторах [2]. Они применяются для проверки и регулировки УКВ-приемников, рассчитанных на прием АМ-колебаний, а также трактов высокой и промежуточной частоты и канала изображения телевизионных приемников.

В некоторых генераторах предусматривают возможность амплитудной модуляции колебаний СВЧ импульсами прямоугольной формы, создаваемыми с помощью мультивибраторов или посредством ограничения синусоидальных колебаний. Такие генераторы пригодны для проверки частоты и линейности разверток телевизоров. Если частота повторения модулирующих импульсов $F_м$ кратна частоте полукадровой развертки 50 *гц*, т. е. $F_м = 50\ m$ [*гц*] (где m — целое число), то на экране кинескопа должны наблюдаться на белом фоне m черных горизонтальных полос, устойчивых при хорошей синхронизации и имеющих вдоль экрана одинаковую ширину при хорошей линейности кадровой развертки. Если частота $F_м$ кратна частоте строчной развертки 15,6 *кгц*, т. е. $F_м = 15{,}6\ n$ [*кгц*], то на экране должны наблюдаться n вертикальных полос, по устойчивости и виду которых можно судить о качестве синхронизации и линейности строчной развертки. При одновременной модуляции генератора импульсами кратностей m и n на экране наблюдается изображение в виде сетки из m горизонтальных и n вертикальных полос. Коэффициенты кратности m и n обычно выбирают в пределах 2—10. Такого же характера полосы получаются и при непосредственной подаче прямоугольных импульсов на вход видеоусилителя. Если частота

---

[1] «Радио», 52—5—50, 54—10—34, 56—12—37, 57—4—45, 58—6—35, 61—1—40.
[2] «Радио», 62—9—19, 64—6—27.

развертки не совпадает со стандартной, то число полос на экране кинескопа отличается от ожидаемого значения m или n.

Частотная модуляция может быть получена в любом высокочастотном генераторе посредством включения параллельно колебательному контуру возбудителя реактивной лампы[1] (см. § 15-16). Источником модулирующего напряжения, подводимого к управляющей сетке реактивной лампы, служит генератор частотой 1 000 или 400 *гц*.

На схеме (рис. 9-9) показан простейший способ осуществления частотной модуляции[2]. Параллельно контуру возбудителя или одному из его элементов (в данной схеме — параллельно емкости $C_{с\cdot к}$) включается конденсатор C_4 емкостью в несколько пикофарад и точечный диод *Д*. Под действием модулирующего напряжения, подводимого к диоду, проводимость последнего периодически изменяется с частотой модуляции $F = 1\,000$ *гц*, что приводит к синхронному изменению и степени влияния емкости C_4 на частоту настройки контура. Это вызывает частотную модуляцию колебаний возбудителя с частотой качания F и девиацией частоты, определяемой установкой потенциометра R_3.

Частотную модуляцию можно получить при непосредственном включении в контур возбудителя полупроводникового диода путем использования зависимости емкости его *p-n* перехода от величины приложенного к диоду запирающего напряжения[3] (см. § 15-16). Возможно также применение *варикапов*, которые представляют собой нелинейные керамические конденсаторы, емкость которых определяется величиной приложенного к ним напряжения[4].

ЧМ генераторы применяются для настройки и регулировки УКВ тракта комбинированных радиоприемников и канала звукового сопровождения телевизионных приемников. В них предусматривается возможность регулировки девиации частоты от 0 до ±15 *кгц* и более. Контроль девиации частоты Δf обычно осуществляется по величине низкочастотного модулирующего напряжения, измеряемого электронным вольтметром. Для устранения паразитной амплитудной модуляции, которой всегда сопровождается частотная модуляция, после возбудителя иногда устанавливают буферный амплитудный ограничитель.

Некоторые комбинированные приборы наряду с генератором СВЧ содержат ЧМ генератор с фиксированной настройкой на промежуточную частоту 6,5 *Мгц* канала звукового сопровождения телевизоров. Если колебаниями ЧМ генератора осуществить амплитудную модуляцию генератора СВЧ, настроенного на несущую частоту сигнала изображения телецентра, то выходной сигнал генератора будет содержать несущую и боковые полосы частот передатчика сигналов звукового сопровождения.

С целью расширения возможностей использования во многих генераторах СВЧ предусматривается работа как с АМ, так и с ЧМ, что достигается при незначительном усложнении схемы и конструкции генератора. При отсутствии специального ЧМ генератора для целей настройки ЧМ каналов можно использовать паразитную ЧМ модуляцию одноламповых генераторов с амплутудной модуляцией.

---

[1] «Радио», 53—9—22, 64—10—26.
[2] «Радио», 55—8—57, 63—5—58.
[3] «Радио», 59—4—16, 61—8—20, 65—3—54.
[4] «Радио», 57—9—53, 63—9—46.

Измерительные генераторы дециметрового диапазона волн работают на металлокерамических триодах с дисковыми впаями, которые хорошо согласуются с колебательными системами этого диапазона — четвертьволновыми короткозамкнутыми отрезками коаксиальных линий; настройка на нужную частоту производится с помощью закорачивающего плунжера, изменяющего длину отрезка линии. Возбудители колебаний сантиметрового диапазона волн работают на отражательных клистронах, перестраиваемых по частоте посредством механического изменения объема резонаторной камеры или изменения длины внешнего резонатора коаксиального типа; трудность усиления колебаний СВЧ заставляет обходиться без буферных усилителей.

Реальная чувствительность радиоприемников СВЧ ограничивается уровнем их собственных шумов, который в основном определяется шумами, генерируемыми во входных цепях и в первой лампе приемника. Для измерения коэффициента шума и шумовой чувствительности приемников СВЧ, а также для исследования помехоустойчивости различных радиотехнических систем применяются генераторы шумовых сигналов, работающих на специально подобранных ламповых или полупроводниковых диодах, фотоэлектронных умножителях и других «шумящих» приборах[1]. Создаваемые ими широкополосные шумовые сигналы используются для модуляции генераторов СВЧ.

9-7. ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКТИВНОГО ВЫПОЛНЕНИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Одним из главных качественных показателей измерительного генератора, предназначенного для работы с приемниками, является эффективность его экранировки. При плохой экранировке электромагнитные поля, создаваемые высокочастотными токами в цепях генератора, могут наводить на входе исследуемого приемника э. д. с., превышающую малые напряжения, подводимые к приемнику с выхода генератора. Это затрудняет регулировку и отсчет малых высокочастотных напряжений, приводит к неопределенности результатов испытаний.

Общим экраном генератора является металлический кожух, изготавливаемый из хорошо проводящего материала — листовой меди или алюминия толщиной 0,5—1 *мм*. Для генераторов, работающих на СВЧ, толщина стенок экрана может быть уменьшена до 0,1—0,3 *мм*, так как с повышением частоты глубина проникновения тока в металл уменьшается. С целью понижения сопротивления экрана для вихревых токов все швы между отдельными листами кожуха хорошо пропаиваются или густо проклепываются, а контактные поверхности между кожухом и металлической лицевой панелью тщательно подгоняют друг к другу.

Вывод на лицевую панель генератора осей управления переменного конденсатора, переключателей, потенциометров создает дополнительные каналы возможной утечки энергии генератора через от-

---

[1] «Радио», 53—10—40, 54—3—30, 59—4—41, 61—12—57.

верстия в экране. Для сохранения цельности экрана на металлическую ось управления насаживают пружинящую шайбу, плотно прижимающуюся к экрану и оси. Еще лучшие результаты достигаются при полной экранировке оси, создаваемой специальной конструкцией ручки управления, которая изображена на рис. 9-11, *а*. Если ось управления изготовлена из изоляционного материала, то утечку энергии через отверстие для оси можно устранить пропусканием оси внутри металлической трубки длиной порядка 5 *см* или более, припаянной к экрану, как это показано на рис. 9-11, *б*. Такая трубка выполняет роль волновода; она создает большое затухание для энергии высокой частоты, длина полуволны которой значительно превышает диаметр трубки. Такие же трубки можно применить для предотвращения утечки энергии через вентиляционные отверстия и отверстия для пропускания соединительных проводов и проводов питания.

Для вывода высокочастотной энергии лучше всего использовать стандартный высокочастотный штепсельный разъем, гнездовая часть которого закрепляется на лицевой панели генератора, а штепсельная часть — на конце выходного коаксиального кабеля. Второй конец кабеля может оканчиваться делительной колодкой, как это показано на схеме (рис. 9-8), или просто двумя проводниками, снабженными на конце наконечниками, например типа «крокодил». Иногда во внутренний провод кабеля заделывают упрощенный эквивалент приемной антенны — конденсатор емкостью 100 *пф* (для работы на длинных или средних волнах) или непроволочный резистор сопротивлением порядка десятков ом (для работы на коротких волнах).

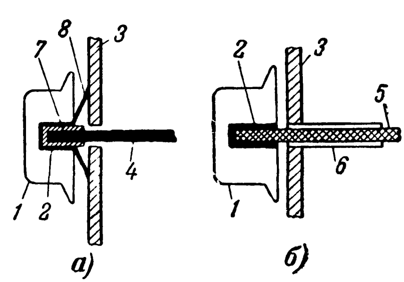


Рис. 9-11. Способы предотвращения утечки энергии при выводе через экран металлической оси (*а*) и оси из изоляционного материала (*б*).

1 — ручка; *2* — металлическая втулка; *3* — экран; *4* — металлическая ось; *5* — ось из изоляционного материала; *6* — металлическая трубка; *7* — изоляционная втулка; *8* — пружинящая шайба.

Если генератор имеет несколько выходов высокой частоты (например, гнезда $Г_1$, $Г_2$ и $Г_3$ на схеме на рис. 9-8), то неиспользуемые гнезда следует закрывать металлическими пробками.

Емкостные токи, наводимые в металлическом кожухе — экране высокочастотными элементами генератора, создают электромагнитное поле, воздействующее на вход приемника; это же поле обусловливает внутри общего экрана паразитную связь между цепями, находящимися под различным высокочастотным потенциалом. Поэтому возбудитель с буферным усилителем, модулометр с электронным вольтметром и аттенюаторы обычно помещают в отдельные экраны, изолированные от общего внешнего экрана. Внутренние экраны соединяют между собой в порядке последовательного прохождения высокочастотного сигнала посредством коротких коаксиальных перемычек или металлических трубок с внутренним проводником, используемым для передачи высокочастотного напряжения. Концы экранирующих оболочек или трубок припаиваются вкруговую к соответствующим экранам. Соединение всей системы внутренних экранов

с общим экраном производится через короткий экранированный вывод аттенюатора, идущий к коаксиальному гнезду на лицевой панели генератора. Детали каждого высокочастотного узла должны быть изолированы от внутреннего экрана, а все проводники, подлежащие заземлению, следует подключать к общему проводу (шине), соединяемому с экраном лишь в одной точке вблизи высокочастотного вывода; это приводит к уменьшению тока, протекающего в стенках экрана.

Конструкция ступенчатого аттенюатора и тщательность его экранировки влияют на точность деления напряжения, а также определяют возможность получения малых высокочастотных напряжений. Следует помнить, что недостаточно экранировать аттенюатор от влияния электромагнитных полей генератора. Наводки высокочастотного напряжения могут иметь место и внутри ступенчатого аттенюатора за счет емкостных и индуктивных связей и обусловливаются огромным (в сотни тысяч раз) различием в величинах напряжений и токов, действующих в первых и последних ячейках аттенюатора. Емкостная связь получается в основном между контактами переключателя; последние желательно разносить, особенно крайние контакты. Еще большее значение имеют индуктивные связи, обусловленные токами в цепях аттенюатора.

Рис. 9-12. **Конструктивное выполнение ступенчатого аттенюатора.**

1 — ползунок переключателя; *2* — крышка; *3* — выходное гнездо; *4* — металлическая трубка; *5* — изоляционная панель; *6* — контакты переключателя; *7* — корпус; *8* — секция ступенчатого аттенюатора; *9* — к плавному аттенюатору.

Возможная конструкция ступенчатого аттенюатора, совмещенного с переключателем, показана на рис. 9-12. Здесь экран, выполненный в виде литого металлического цилиндра, плотно прилегающего к переключателю, разделен перегородками на ряд секций; в каждой секции помещается одна ячейка аттенюатора. Этим достигается взаимная экранировка различных ячеек. Последовательно соединенные резисторы аттенюатора припаяны непосредственно к контактным лепесткам переключателя. Заземляемые концы шунтирующих резисторов припаяны к общему проводу, который соединен в одной точке с экраном аттенюатора.

Для предотвращения паразитного излучения в провода, проходящие через экраны и служащие для подвода к генератору и его лампам напряжений питания и модулирующего напряжения, а также в цепи выпрямленного тока электронного вольтметра и модуло-

метра включаются однозвенные или многозвенные П-образные высокочастотные фильтры индуктивно-емкостного или резистивно-емкостного типа. В фильтрах часто применяются проходные конденсаторы, внешние обкладки которых замыкаются на внутренний экран блокируемого узла.

С целью повышения устойчивости работы в генераторах применяют различные способы стабилизации напряжений питания.

Раздел III

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ РАДИОДЕТАЛЕЙ

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СОПРОТИВЛЕНИЙ

10-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В радиотехнической практике наиболее часто возникает необходимость в измерении электрического сопротивления постоянному току как специальных элементов схем — резисторов, так и ряда других деталей или отрезков цепей. Возможные значения этих сопротивлений лежат в широких пределах от тысячных долей ома и менее (сопротивления отрезков проводников, контактных переходов, экранировки, шунтов, высокочастотных катушек индуктивности и т. п.) до тысяч мегом и более (сопротивления изоляции и утечки конденсаторов, поверхностное и объемное сопротивления электроизоляционных материалов и т. п.).

Основными методами измерения сопротивлений являются: косвенный метод (с применением измерителей напряжения и тока); метод непосредственного отсчета при помощи омметров и мегомметров, характеризуемый простотой процесса измерений и широкими пределами их; мостовой метод, обеспечивающий малую погрешность измерений [1].

При отсутствии специальных приборов приближенное представление о порядке величин электрических сопротивлений можно получить с помощью простейших самодельных индикаторов — пробников.

10-2. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРОБНИКИ

Основным назначением пробников являются проверка монтажа радиоустановок и выявление обрывов в электрических цепях.

Пробник (рис. 10-1, *а*) в общем случае состоит из индикатора и источника питания постоянного или переменного тока, обеспечивающего нормальную работу индикатора. Пробник подключается к исследуемой цепи (детали) при помощи пары гибких проводников со щупами. Если сопротивление этой цепи R_x мало, то индикатор под действием напряжения источника даст хорошо заметный аку-

[1] «Радио», 54—3—57, 61—9—57, 63—8—33.

стический или зрительный сигнал. С возрастанием сопротивления R_x наблюдаемый сигнал ослабляется, а затем и вовсе исчезает; последнее обычно имеет место при R_x, превышающем в несколько раз внутреннее сопротивление индикатора.

В зависимости от величины сопротивления индикатора различают пробники низкоомные и высокоомные. Низкоомные пробники пригодны для проверки цепей, сопротивление которых не превышает нескольких десятков ом. В качестве индикатора в них используют миниатюрные лампочки накаливания или низковольтные электрические звонки. Пробник со звонком удобен тем, что для восприятия сигнала он не требует зрительного наблюдения за индикатором.

Индикаторами высокоомных пробников являются неоновые лампочки, соединенные последовательно с сопротивлением порядка десятков килоом, бленкеры, головные телефоны. Для пробника с неоновой лампочкой (рис. 10-1, *б*) источником питания может служить сеть переменного тока 110—220 *в* или анодная батарея, напряжение которой должно быть больше напряжения зажигания лампочки (пользуясь таким пробником, нужно соблюдать меры пред-

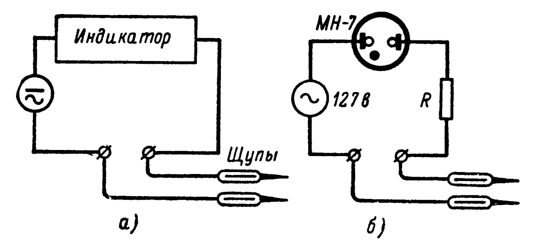


Рис. 10-1. Схемы пробников.

осторожности). Яркость свечения будет заметно изменяться лишь при относительно больших значениях исследуемых сопротивлений, не менее нескольких килоом. Поэтому наличие коротких замыканий в цепях, имеющих небольшое сопротивление, таким пробником установить нельзя. Пробник с головными телефонами может питаться от источников переменного тока (накальной обмотки трансформатора, трансляционной сети, выхода радиоприемника) или низковольтной батареи постоянного тока. В последнем случае о величине сопротивлений можно судить по громкости щелчков, прослушиваемых в телефонах в момент присоединения пробника к цепи.

В схеме высокоомного пробника в качестве индикатора можно использовать любой вольтметр постоянного или переменного тока (рис. 10-2, *а*). При этом следует выбирать такой источник питания, который обеспечивал бы при короткозамкнутых входных зажимах отклонение стрелки вольтметра в пределах второй половины шкалы. Вместо вольтметра в пробник можно включить стрелочный измеритель *И* (миллиамперметр или микроамперметр), соединенный последовательно с добавочным резистором $R_д$ (рис. 10-2, *б*). При пользовании входными зажимами *1* и *2* такой пробник будет действовать, как высокоомный. Этот же пробник можно сделать низкоомным, если замкнуть накоротко зажимы *1* и *2*, а исследуемые цепи подключать параллельно измерителю (к точкам *а* и *б*); откло-

нение стрелки измерителя будет тем меньше, чем меньше сопротивление шунтирующей его цепи.

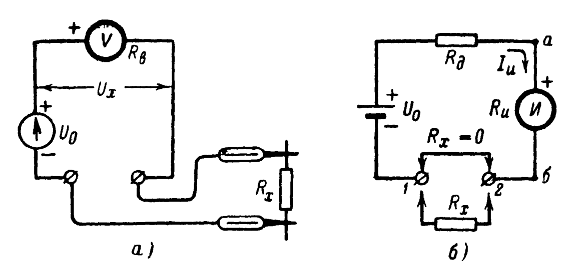


Рис. 10-2. Схемы пробников со стрелочными индикаторами.

10-3. КОСВЕННЫЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ СОПРОТИВЛЕНИЙ

Косвенное измерение сопротивлений производится при помощи измерителей напряжения и тока.

Вольтметр с известным входным сопротивлением $R_в$, включенный по схеме на рис. 10-2, *а*, можно использовать для измерения больших сопротивлений одного порядка с величиной $R_в$. Для этого при короткозамкнутых щупах измеряют вольтметром напряжение U_0 на зажимах источника питания. Затем щупы присоединяют к резистору R_x. Падение напряжения на резисторе приводит к уменьшению напряжения, приложенного к вольтметру, до некоторого значения U_x. Сопротивление резистора R_x подсчитывают по формуле

$$R_x = R_в\left(\frac{U_0}{U_x} - 1\right). \qquad (10\text{-}1)$$

Погрешность измерений зависит от напряжения источника (оно должно быть близким к пределу измерений вольтметра), класса точности вольтметра и отношения $R_x/R_в$. Наименьшая погрешность имеет место при $R_x \approx 1{,}4\ R_в$; она примерно в 6 раз превышает основную погрешность вольтметра. Например, при вольтметре класса 1,5 погрешность измерений может достигать 9% и более.

Измерение сопротивлений может производиться и при помощи схемы на рис. 10-2, *б*, если известны внутреннее сопротивление измерителя $R_и$ и сопротивление $R_д$. В этом случае измеряют токи I_0 и I_x, соответствующие показаниям измерителя при замкнутых входных зажимах *1* и *2* и подключении резистора R_x. Резисторы большого сопротивления включают в разрыв цепи (между зажимами *1* и *2*); их сопротивление определяют по формуле

$$R_x = (R_и + R_д)\left(\frac{I_0}{I_x} - 1\right). \qquad (10\text{-}2)$$

Резисторы малого сопротивления включают параллельно измерителю *И*; их сопротивление находят по формуле

$$R_x = \frac{R_и R_д}{R_и + R_д}\left(\frac{I_0}{I_x} - 1\right). \qquad (10\text{-}3)$$

Особо точные (прецизионные) измерения сопротивлений производят с помощью потенциометров (компенсаторов) постоянного тока (см. § 3-6). Последовательно в одну и ту же цепь постоянного тока включают исследуемый резистор R_x и образцовый резистор с точно известным сопротивлением R_0. Падения напряжения на этих резисторах U_x и U_0, пропорциональные их сопротивлениям, измеряют компенсационным методом. Измеряемое сопротивление рассчитывают по формуле

$$R_x = R_0 \frac{U_x}{U_0}. \tag{10-4}$$

Погрешность измерений уменьшается, если сопротивления R_0 и R_x близки, а ток, протекающийй через них, создает падения напряжения, близкие к пределу измерений потенциометра.

В ряде случаев возникает необходимость измерения сопротивлений резисторов при определенном режиме их работы. Это особенно существенно для нелинейных резисторов, сопротивление которых R_x зависит от приложенного напряжения U или протекающего по ним тока I. Например, сопротивление нитей накала радиоламп, измеренное при малом токе, будет в несколько раз меньше их сопротивления при нормальном токе накала. Измерение таких сопротивлений обычно производят методом вольтметра — амперметра, который основан на прямом использовании закона Ома:

$$R_x = \frac{U}{I}. \tag{10-5}$$

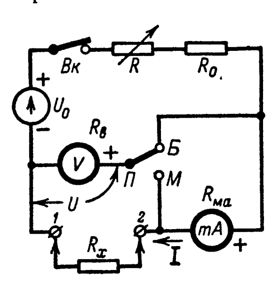


Рис. 10-3. Схема измерения сопротивлений методом вольтметра — амперметра.

Схема измерений представлена на рис. 10-3. Напряжение источника питания U_0 выбирают близким к пределу измерений вольтметра V. Требуемый режим измерений по напряжению или току устанавливается реостатом R по показаниям вольтметра V или миллиамперметра mA. Ограничительное сопротивление R_0 выбирают таким, чтобы при короткозамкнутых входных зажимах и выведенном реостате R ток в цепи не превышал 5-кратного значения тока полного отклонения $I_п$ миллиамперметра mA; при введенном реостате R ток в цепи должен уменьшаться до значения $I_п$.

При установке переключателя $П$ в положение $Б$ напряжение U, показываемое вольтметром V, представляет собой сумму падений напряжений на миллиамперметре mA и резисторе R_x; сопротивление последнего определяют по формуле

$$R_x = \frac{U}{I} - R_{ма}, \tag{10-6}$$

где $R_{ма}$ — сопротивление миллиамперметра.

Формулой (10-5) можно пользоваться лишь при измерении больших сопротивлений, когда соблюдается условие $R_x \gg R_{ма}$. При $R_x = 10\ R_{ма}$ вычисление по формуле (10-5) дает дополнительную ошибку 9%, а при $R_x = 100\ R_{ма}$ эта ошибка не превышает 1%.

Сопротивление $R_{ма}$, если оно неизвестно, можно вычислить по формуле (10-5) на основе показаний приборов при замкнутых зажимах *1* и *2*.

При установке переключателя *П* в положение *М* ток *I*, показываемый миллиамперметром, равен сумме токов, протекающих через вольтметр и резистор R_x. Сопротивление R_x находят по формуле

$$R_x = \frac{U}{I - \frac{U}{R_в}}, \qquad (10\text{-}7)$$

где $R_в$ — входное сопротивление вольтметра.

В этом случае расчет величины R_x по формуле (10-5) можно проводить лишь при измерении малых сопротивлений, когда выполняется условие $R_x \ll R_в$. Сопротивление $R_в$, если оно неизвестно, можно вычислить по формуле (10-5) на основе показаний приборов при свободных зажимах *1* и *2*.

При пользовании формулами (10-6) и (10-7) погрешность измерений в основном определяется суммой погрешностей вольтметра и миллиамперметра. При измерении очень малых сопротивлений возможно значительное возрастание погрешности за счет неучтенного падения напряжения в переходных контактах, через которые объект измерений присоединяется к схеме.

Измерения методом вольтметра — амперметра могут проводиться и непосредственно в действующих установках. При использовании данного метода на переменном токе можно определить полное сопротивление исследуемого объекта по формуле (11-4).

10-4. ОММЕТРЫ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ СХЕМОЙ ИЗМЕРЕНИЯ

Непосредственное измерение электрических сопротивлений с удовлетворительной для многих практических целей точностью осуществляется омметрами постоянного тока. Схемы омметров разделяются на две основные группы: последовательные, применяемые для измерения сопротивлений средних и больших величин (1 *ом* и выше), и параллельные, используемые при измерении малых сопротивлений.

Простейшая последовательная схема омметра представлена на рис. 10-2, *б*. Она содержит измеритель магнитоэлектрической системы *И* с внутренним сопротивлением $R_и$, последовательно с которым присоединены добавочный резистор $R_д$, источник постоянного напряжения U_0 и исследуемый резистор R_x, подключаемый к зажимам *1* и *2*. Сопротивление добавочного резистора, выбранное по формуле

$$R_д = \frac{U_0}{I_и} - R_и, \qquad (10\text{-}8)$$

обеспечивает при коротком замыкании входных зажимов, т. е. при $R_x = 0$, протекание через измеритель тока полного отклонения $I_и$.

Каждый омметр характеризуется входным сопротивлением $R_{ом}$, под которым понимают сопротивление его схемы между входными зажимами. Для рассматриваемой схемы

$$R_{ом} = R_и + R_д = \frac{U_0}{I_и}. \qquad (10\text{-}9)$$

Выясним характер шкалы омметра. При $R_x = 0$ через измеритель протекает наибольший ток

$$I_и = \frac{U_0}{R_{ом}}.$$

При подключении резистора R_x ток через измеритель уменьшается до значения

$$I_x = \frac{U_0}{R_{ом} + R_x}$$

и при $R_x = \infty$ становится равным нулю.

Градуировка шкалы омметра определяется отношением токов

$$\frac{I_x}{I_и} = \frac{R_{ом}}{R_{ом} + R_x} = \frac{1}{1 + \frac{R_x}{R_{ом}}}. \qquad (10\text{-}10)$$

Из формулы следует, что при $R_x = R_{ом}$, $I_x = 0{,}5 I_и$, следовательно середине шкалы омметра соответствует измеряемое сопротивление, равное его входному сопротивлению. На рис. 10-4 приведена развернутая шкала омметра, отметки которой даны в относительных единицах $R_x/R_{ом}$ и справедливы по численному значению при входных сопротивлениях 1 *ом*, 1 *ком* и 1 *Мом*. Второй ряд отметок по-

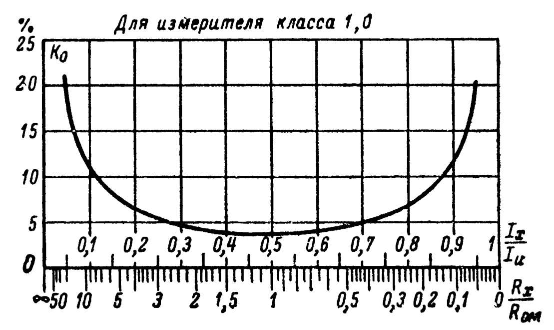


Рис. 10-4. Развернутая шкала и график основной погрешности последовательных схем омметров.

казывает изменение вдоль шкалы отношения $I_x/I_и$, пропорционально которому отклоняется стрелка измерителя. Эта шкала может быть использована и для омметров с любым входным сопротивлением при условии умножения отсчета по шкале на соответствующий множитель. Например, при $R_{ом} = 3$ *ком* отсчет по шкале в килоомах умножают на 3, при $R_{ом} = 30$ *ком* — на 30 и т. д.

Крайние значащие деления, которые удается нанести на шкалу, в зависимости от размеров ее лежат со стороны малых сопротивлений в пределах $R_{ом}/20 — R_{ом}/100$, а со стороны больших сопротивлений — в пределах (20—100) $R_{ом}$. Следовательно, входное сопротивление омметра определяет порядок измеряемых сопротивлений. Поэтому при расчете предел измерений омметра часто зада-

ют его входным сопротивлением. Из формулы (10-9) следует, что требуемую величину входного сопротивления можно обеспечить как подбором напряжения питания U_0, так и выбором измерителя. Чем чувствительнее измеритель, тем меньшее напряжение питания требуется для получения выбранного $R_{ом}$.

Если пределы измерений заданы наименьшим и максимальным значениями измеряемых сопротивлений $R_н$ и $R_м$, то входное сопротивление омметра выбирают по формуле

$$R_{ом} \approx \sqrt{R_н R_м}. \qquad (10\text{-}11)$$

Например, для измерения сопротивлений от 10 до 5 000 *ом* следует взять $R_{ом} \approx \sqrt{50\,000} = 224$ *ом*, или округленно 200 *ом*.

На рис. 10-4 приведен также график основной относительной погрешности омметра K_0, выраженной в процентах от значения производимого отсчета. Из графика видно, что при измерителе класса 1,0 наименьшая погрешность порядка 4% имеет место при отсчете в средней части шкалы, а к краям шкалы погрешность быстро возрастает. Поэтому рабочую часть шкалы обычно ограничивают пределами $(0{,}1 \div 10)\ R_{ом}$. Этот же график может быть использован для приближенного определения основной погрешности омметра при любом классе точности измерителя, для чего отчет по графику умножается на класс точности. Например, при работе омметра с измерителем класса 2,5 основная погрешность для середины шкалы составляет примерно 10%. Учитывая резко неравномерный характер шкалы, допустимую величину основной погрешности омметра часто выражают в процентах длины его шкалы.

Источниками питания большинства омметров служат сухие элементы или трехэлементные батареи типа ФМЦ, помещаемые обычно внутри кожуха прибора. Эти элементы имеют начальную э. д. с. порядка 1,5 *в*, которая в процессе эксплуатации постепенно уменьшается. Поэтому при расчете омметра предусматривают возможность производства измерений при уменьшении э. д. с. каждого элемента примерно до 1 *в*. Внутреннее сопротивление одного элемента не превышает 1—2 *ом* и при расчете им часто пренебрегают.

Если напряжение питания U отличается от расчетного значения U_0, которому соответствует градуировка шкалы омметра, то при $R_x = 0$ стрелка измерителя не будет устанавливаться на нуль шкалы и появится большая дополнительная погрешность. Для повышения точности измерений простейшая схема (рис. 10-2, *б*) дополняется регулятором нуля, позволяющим устанавливать перед началом измерений стрелку измерителя на нуль шкалы омметра при $R_x = 0$. В омметрах промышленного изготовления установка нуля обычно осуществляется при помощи магнитного шунта (см. § 2-1) путем регулировки тока полного отклонения измерителя. При такой регулировке остаются неизменными входное сопротивление омметра и градуировка его шкалы. В комбинированных измерительных приборах, в которых один и тот же измеритель используется как в схеме омметра, так и в схемах измерения напряжения, тока и т. д., применение измерителя с регулируемым при измерении сопротивлений магнитным шунтом недопустимо вследствие ухудшения точности измерения других электрических величин. Поэтому в комбинированных приборах, а также в большинстве любительских конструкций применяют схемы омметров, в которых компенсация изменения напря-

жения питания производится с помощью резисторов переменного сопротивления (реостатов).

На рис. 10-5, *а* приведена схема омметра с последовательным включением в его цепь реостата установки нуля R. Выбор сопротивления добавочного резистора по формуле

$$R_{д} = \frac{U_{н}}{I_{и}} - R_{и} \qquad (10\text{-}12)$$

обеспечивает при $R_x = 0$, полностью выведенном реостате ($R = 0$) и наименьшем допустимом напряжении питания $U_{н}$ отклонение стрелки измерителя на всю шкалу. Если же омметр работает при напряжении, превышающем $U_{н}$, ток в цепи понижают до значения $I_{и}$ вводом реостата R. Полное сопротивление реостата $R_{м}$ вы-

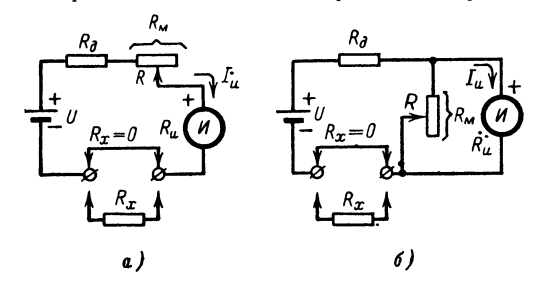


Рис. 10-5. Последовательные схемы омметров с последовательным (*а*) и параллельным (*б*) включением регулятора нуля.

бирается из условия обеспечения установки нуля при максимально возможном напряжении питания $U_{м}$:

$$R_{м} \geqslant \frac{U_{м} - U_{н}}{I_{и}}. \qquad (10\text{-}13)$$

Входное сопротивление рассматриваемой схемы

$$R_{ом} = R_{д} + R + R_{и} = \frac{U}{I_{и}} \qquad (10\text{-}14)$$

изменяется пропорционально изменению напряжения питания U. Так как градуировка омметра выполнена для определенного входного сопротивления, то изменение последнего создает дополнительную погрешность измерения, равную относительному изменению напряжения питания. Например, если напряжение U отличается от расчетного на 20%, то для любой точки шкалы дополнительная погрешность составит 20%.

Более совершенной является схема омметра с параллельным включением реостата установки нуля R, изображенная на рис. 10-5, *б*. Элементы этой схемы рассчитываются таким образом, чтобы при $R_x = 0$, полностью введенном реостате ($R = R_{м}$) и напряжении $U_{н}$ через измеритель протекал ток $I_{и}$. Если же $U > U_{н}$, то для установки стрелки на нуль частично выводится реостат R, бла-

годаря шунтирующему действию которого ток через измеритель уменьшается до $I_и$. Входное сопротивление омметра

$$R_{ом} = R_д + \frac{RR_и}{R + R_и} = R_д + \frac{R_и}{1 + \frac{R_и}{R}}. \qquad (10\text{-}15)$$

Изменение сопротивления R в процессе установки нуля вызывает изменение входного сопротивления. Однако это изменение при любом значении R не превышает величины $R_и$. Обычно $R_и \ll R_д$, поэтому входное сопротивление сравнительно мало зависит от напряжения питания и дополнительная погрешность не превышает нескольких процентов при изменении напряжения U на 20—30%.

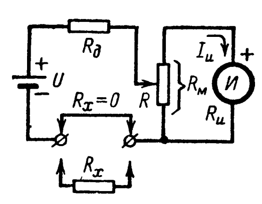


Рис. 10-6. Схема омметра с балансной регулировкой нуля.

При заданном входном сопротивлении $R_{ом}$ и выбранном измерителе, данные которого $I_и$ и $R_и$ считаем известными, расчет омметра схемы (рис. 10-5, *б*) проводится в следующем порядке:

1. Задаемся допустимым отношением максимального и наименьшего напряжений питания $U_м/U_н$ (обычно оно выбирается равным 1,5—2).

2. Из условия

$$U_м \geqslant 1,1 I_и R_{ом} \frac{U_м}{U_н} \qquad (10\text{-}16)$$

выбираем максимальное напряжение $U_м$; оно должно быть кратным максимальной э. д. с. одного элемента выбранного типа источника питания. Например, при использовании сухих элементов величина $U_м$ может быть равна 1,5; 3; 4,5 *в* и т. д.

3. Находим наименьшее допустимое напряжение питания

$$U_н = U_м : \frac{U_м}{U_н}. \qquad (10\text{-}17)$$

4. Определяем сопротивление добавочного резистора:

$$R_д = R_{ом}\left(1 - \frac{2I_и R_и}{U_м + U_н}\right). \qquad (10\text{-}18)$$

5. Выбираем реостат установки нуля из условия

$$R_м \geqslant \frac{I_и R_и R_д}{U_н - I_и (R_и + R_д)}. \qquad (10\text{-}19)$$

Очень малую зависимость от напряжения питания обеспечивает схема омметра с балансной регулировкой нуля, приведенная на рис. 10-6. Здесь установка нуля осуществляется с помощью потенциометра R, включенного параллельно измерителю и используемого в качестве универсального шунта с плавной регулировкой. Предположим, что в процессе установки нуля приходится уменьшать сопротивление нижней части потенциометра R. Но при этом одновре-

менно увеличивается сопротивление цепи измерителя, в которую входит сопротивление оставшейся части потенциометра $R_м - R$. В результате при надлежащем выборе элементов схемы входное сопротивление омметра при изменении напряжения питания остается почти неизменным и дополнительная погрешность не превышает десятых долей процента.

При известных значениях $R_{ом}$, $U_м/U_н$ и выбранном измерителе расчет схемы омметра (рис. 10-6) проводится в следующем порядке:

1. Выбираем максимальное напряжение питания из условия

$$U_м \geqslant I_и R_{ом}\left(1 + \frac{U_м}{U_н}\right). \tag{10-20}$$

2. По формуле (10-17) находим напряжение $U_н$.

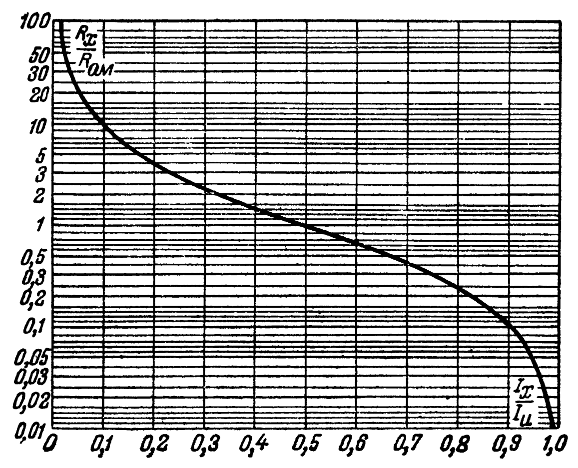


Рис. 10-7. Градуировочная кривая последовательных схем омметров.

3. Выбираем полное сопротивление потенциометра R из условия

$$R_м \geqslant \frac{I_и R_и R_{ом}}{U_н - I_и R_{ом}}. \tag{10-21}$$

4. Сопротивление добавочного резистора находим по формуле

$$R_д = R_{ом} - \frac{R_м R_и}{R_м + R_и}. \tag{10-22}$$

Градуировка последовательных схем омметров может производиться расчетным путем на основе формулы (10-10), которая позволяет при известном входном сопротивлении $R_{ом}$ для каждого значения R_x определить соответствующее отношение $I_x/I_и$, полностью характеризующее положение стрелки измерителя. Для выполнения градуировки можно воспользоваться приведенной на рис. 10-7 градуировочной кривой.

Задача 10-1. Рассчитать омметр по схеме (рис. 10-5, *б*) на основе исходных данных: $R_{ом} = 20$ *ком*; $U_м/U_н = 1{,}5$; измеритель омметра — микроамперметр типа ИТ — имеет данные $I_и = 150$ *мка*; $R_и = 1\,500$ *ом*.

Ответ: $U_м = 6$ *в*; $U_н = 4$ *в*; $R_д = 19{,}1$ *ком*; $R_м \geqslant 4\,720$ *ом*.

Задача 10-2. Рассчитать омметр по схеме (рис. 10-6) по следующим данным: $R_{ом} = 100$ *ом*; $U_м/U_н = 2$; $I_и = 5$ *ма*; $R_п = 15$ *ом*.

Ответ: $U_м = 1{,}5$ *в*; $U_н = 0{,}75$ *в*; $R_д = 90$ *ом*; $R_м \geqslant 30$ *ом*.

10-5. МНОГОПРЕДЕЛЬНЫЕ ОММЕТРЫ

Для уменьшения погрешности измерений, резко возрастающей у краев шкалы, рабочую часть шкалы омметра обычно ограничивают центральным участком ее, лежащим в пределах от $(0{,}1 \div 0{,}3)\ R_{ом}$

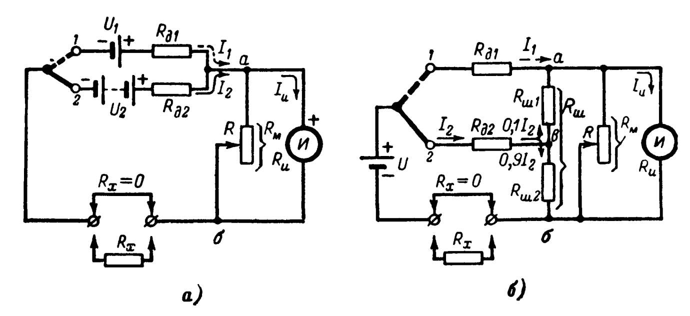


Рис. 10-8. Схемы расширения предела измерений омметра в сторону больших (*а*) и малых (*б*) сопротивлений.

до $(3 \div 10)\ R_{ом}$. Для расширения диапазона измеряемых сопротивлений применяют многопредельные омметры. Переход с одного предела измерений на другой осуществляют изменением в определенное число раз N входного сопротивления $R_{ом}$, производимым с таким расчетом, чтобы при $R_x = 0$ сохранялось отклонение стрелки измерителя на всю шкалу. Обычно выбирают $N = 10$ (реже $N = 100$), что позволяет использовать на всех пределах общую шкалу с множителями к ней, кратными 10. Измерение сопротивлений производят на том пределе, которому соответствует отсчет, наиболее близкий к центру шкалы.

Расширение предела измерений в сторону больших сопротивлений проводится по схеме (рис. 10-8, *а*). При переходе от предела *1* с входным сопротивлением $R_{ом1}$ к пределу *2*, который должен иметь входное сопротивление $R_{ом2} = 10\ R_{ом1}$, увеличивают добавочное сопротивление до значения $R_{д2} = R_{ом2} - R_{аб}$, где $R_{аб}$ — общее сопротивление цепи измерителя и шунта, определенное при сопротивлении шунта $R \approx 0{,}75\ R_м$. Для сохранения установки нуля одновременно повышают напряжение питания до значения $U_2 = 10\ U_1$. При использовании высоковольтных источников и чувствительных измерителей можно получить $R_{ом}$ порядка десятков мегом и более. Схема (рис. 10-8, *а*), может быть применена и для изменения предела измерений в сторону малых сопротивлений, однако лишь при

условии, если можно уменьшить в нужное число раз напряжение источника питания.

При входном сопротивлении $R_{ом}$ порядка тысяч ом и менее необходимое напряжение питания обеспечивается одним сухим элементом или аккумулятором. В этом случае расширение предела измерений в сторону малых сопротивлений производят при неизменном напряжении питания по схеме (рис. 10-8, *б*). Предположим, что при переходе с предела *1* на предел *2* входное сопротивление нужно уменьшить в 10 раз до значения $R_{ом2} = 0{,}1\ R_{ом1}$. Тогда ток в цепи питания при $R_x = 0$ увеличится в 10 раз и станет равным $I_2 = 10\ I_1$. Для сохранения в цепи измерителя тока $I_и$ параллельно измерителю включают универсальный шунт $R_ш$ и цепь питания подключают к участку шунта $R_{ш2} = 0{,}1\ R_ш$. При этом 90% тока I_2 будет ответвляться через $R_{ш2}$, а $0{,}1\ I_2 = I_1$ пойдет через $R_{ш1}$, обеспечивая протекание через измеритель тока $I_и$. Величина добавочного сопротивления $R_{д2}$ рассчитывается так, чтобы дополнить общее сопротивление цепи измерителя и шунта $R_{бв}$, определенное между точками *б* и *в*, до заданного значения $R_{ом2}$, т. е. $R_{д2} = R_{ом2} - R_{бв}$.

В некоторых случаях при уменьшении входного сопротивления омметра в N раз напряжение питания может быть уменьшено только в $H < N$ раз; тогда ток в цепи питания увеличится в

$$T = \frac{N}{H} \text{ раз}. \qquad (10\text{-}23)$$

Например, если при уменьшении входного сопротивления в 10 раз напряжение питания уменьшено в 2 раза, то ток в цепи питания возрастет в 5 раз. Очевидно, что в общем случае

$$R_{ш2} = \frac{R_ш}{T}. \qquad (10\text{-}24)$$

Расчет схемы многопредельного омметра следует начинать с наиболее высокоомного предела. При переходе к другим пределам сначала уменьшают до возможного минимума напряжение питания, а затем усиливают шунтирование измерителя с целью компенсации возрастания тока в цепи питания.

Схема типового многопредельного омметра приведена на рис. 10-9. На пределе *1*, соответствующем наибольшему входному сопротивлению $R_{ом1}$, напряжение питания омметра равно $U_1 + U_3$. Переход к пределу *2*, характеризуемому входным сопротивлением $R_{ом2} = R_{ом1}/N$, сопровождается уменьшением в N раз напряжения питания до величины $U_2 + U_3 = (U_1 + U_3)/N$. Переход к пределу *3*, для которого $R_{ом3} = R_{ом2}/N$, сопровождается как уменьшением напряжения питания в H раз до напряжения U_3, обеспечиваемого одним элементом, так и увеличением тока цепи питания в $T = N/H$ раз. При этом сопротивление участка шунта $(R_{ш2} + R_{ш3}) = R_ш/T$. Переход к пределу *4*, для которого $R_{ом4} = R_{ом3}/N$, производится при неизменном напряжении питания U_3; это приводит к увеличению тока в цепи питания еще в N раз. Поэтому сопротивление участка шунта $R_{ш3} = (R_{ш2} + R_{ш3})/N = R_ш/NT$.

Полное сопротивление ступенчатого шунта следует выбирать из условия

$$R_{ш} \leqslant \frac{R_{ом1}}{n}, \qquad (10\text{-}25)$$

где n — число элементов батареи питания на самом высокоомном пределе; оно легко определяется после выбора максимального напряжения питания для предела *1* по формуле (10-16) или (10-20).

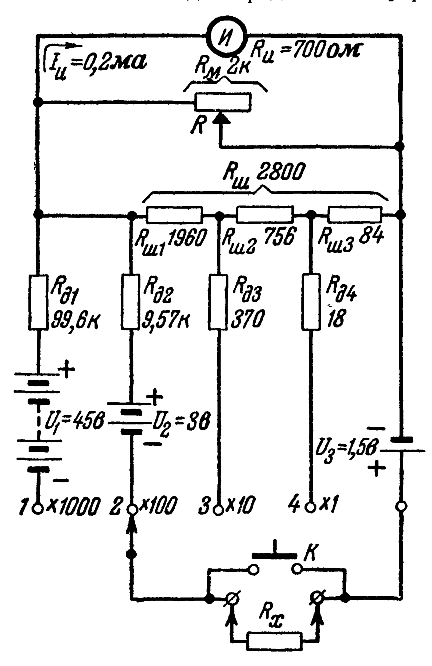


Рис. 10-9. Схема многопредельного батарейного омметра.

Для удобства установки нуля омметр иногда снабжается кнопкой *К*, при нажатии которой замыкаются входные зажимы прибора.

Многопредельный омметр может быть выполнен как с переключателем пределов измерений, так и с системой гнезд. Внешний вид передних панелей двух возможных конструкций омметра показан на рис. 10-10.

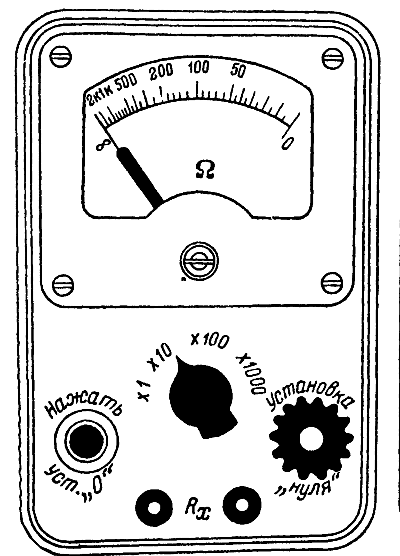
Регулировка омметра в основном заключается в подгонке на каждом пределе сопротивления его добавочного резистора $R_д$, которое должно быть таким, чтобы при подключении к входным зажимам резистора с сопротивлением, равным входному $R_{ом}$, стрелка измерителя (после предварительной установки нуля) отклонялась точно до середины шкалы.

При выборе пределов измерений следует учитывать, что возможность уменьшения входного сопротивления омметра ограничивается двумя причинами. Во-первых, при малом $R_{ом}$ может значительно увеличиться погрешность вследствие трудно учитываемого влияния внутреннего сопротивления источника питания. Во-вторых, при малом $R_{ом}$ сильно возрастает ток в цепи питания, который может превысить допустимое значение. Например, при питании от малогабаритных сухих элементов входное сопротивление омметра не должно быть меньше 20—30 *ом*.

По типу примененного источника питания омметры разделяются на батарейные, сетевые и индукторные. В омметрах, предназначенных для измерения сопротивлений средних величин (примерно до 1 *Мом*), источниками питания служат гальванические элементы или батареи типа ФМЦ, которые помещаются внутри кожуха в изолированном от остальной схемы отсеке. Если омметр имеет высоко-

омный предел, который не обеспечивается внутренним источником питания, то предусматривается возможность подключения внешней высоковольтной батареи (например, на пределе *1* схемы на рис. 10-9).

Омметры, предназначенные для измерения больших сопротивлений (мегомметры), для своей работы требуют напряжений порядка сотен и тысяч вольт. В мегомметрах, питаемых от аккумуляторных батарей, высокое напряжение обеспечивается посредством вибропреобразователя или полупроводникового преобразователя напряжения; в сетевых мегомметрах, питаемых от сети переменного тока, используется высоковольтный выпрямитель. Особую группу составляют индукторные мегомметры, источниками питания которых являются индукторы — встроенные малогабаритные высоковольтные генераторы постоянного тока с ручным приводом.



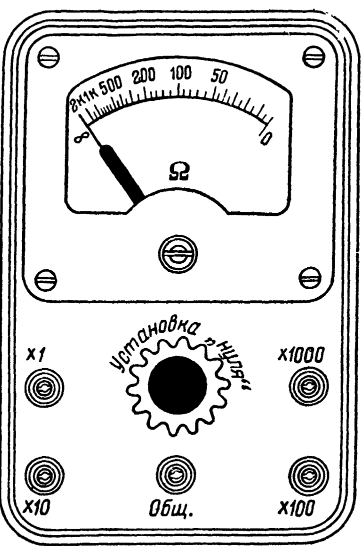


Рис. 10-10. Два варианта передней панели многопредельного омметра.

Задача 10-3. Проверить расчет схемы омметра (рис. 10-9), если $R_{ом1} = 100$ *ком*; $R_{ом2} = 10$ *ком*; $R_{ом3} = 1$ *ком*; $R_{ом4} = 100$ *ом*; $U_м/U_н = 1{,}5$; данные измерителя: $I_и = 200$ *мка*; $R_и = 700$ *ом*.

Результаты расчета приведены на схеме.

10-6. ОММЕТРЫ С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ И КОМБИНИРОВАННОЙ СХЕМАМИ ИЗМЕРЕНИЯ

Омметры, работающие по параллельной схеме, применяются для измерения малых сопротивлений [1]. Их основное достоинство — возможность получения малого входного сопротивления при сравнитель-

[1] «Радио», 54—3—61, 63—2—49, 65—2—46.

но небольшом токе, потребляемом от источника питания. Схема омметра представлена на рис. 10-11. Она отличается от последовательной схемы (рис. 10-5, *а*) лишь способом включения исследуемого резистора R_x, который присоединяется параллельно измерителю. Поэтому при разомкнутых входных зажимах *1* и *2*, т. е. при $R_x = \infty$, через измеритель проходит наибольший ток, который с помощью магнитного шунта или реостата R устанавливают равным току полного отклонения $I_и$. При подключении резистора R_x последний шунтирует измеритель, уменьшая ток в его цепи. При замкнутых накоротко входных зажимах $(R_x = 0)$ ток через измеритель равен нулю. Необходимые величины сопротивлений $R_д$ и $R_м$ находятся по формулам (10-12) и (10-13).

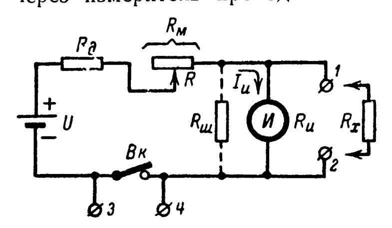


Рис. 10-11. Параллельная (параллельно-последовательная) схема омметра.

Градуировка шкал параллельных схем омметров определяется отношением

$$\frac{I_x}{I_и} = \frac{R_x}{R_{ом} + R_x} = \frac{\dfrac{R_x}{R_{ом}}}{1 + \dfrac{R_x}{R_{ом}}}, \tag{10-26}$$

где I_x — ток в цепи измерителя при подключении R_x, а

$$R_{ом} = \frac{(R_д + R)\,R_и}{R_д + R + R_и} = \frac{R_и}{1 + \dfrac{R_и}{R_д + R}} \tag{10-27}$$

есть входное сопротивление омметра (относительно зажимов *1* и *2*). При $R_x = R_{ом}$ $I_x/I_и = 0{,}5$. Следовательно, и здесь середине шкалы соответствует измеряемое сопротивление, равное входному.

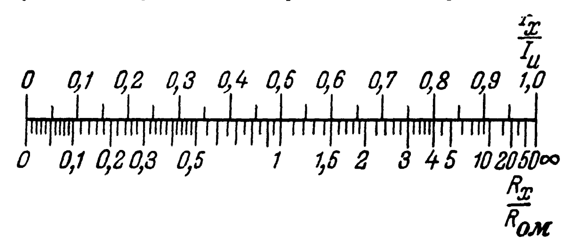


Рис. 10-12. Развернутая шкала омметра с параллельной схемой.

На рис. 10-12 приведена развернутая шкала, выполненная в относительных единицах $R_x/R_{ом}$ и справедливая для омметра с любым входным сопротивлением при условии умножения отсчета по шкале на множитель, численно равный $R_{ом}$. Эта шкала точно такая же,

как у омметров с последовательной схемой измерения, но расположена она в обратном направлении.

В параллельных схемах с целью компенсации изменения напряжения питания перед началом измерений с помощью реостата R производят установку стрелки измерителя на отметку «∞». Это вызывает некоторое изменение входного сопротивления омметра. Возникающая дополнительная погрешность в отличие от последовательных схем будет значительно меньше при включении регулятора R последовательно в цепь питания, чем при параллельном подключении его к измерителю.

Обычно сопротивление в цепи питания $R_д + R$ не менее чем в 5—20 раз превышает сопротивление измерителя $R_и$. Поэтому входное сопротивление параллельной схемы омметра в основном определяется сопротивлением измерителя и приближенно можно считать $R_{ом} \approx \approx R_и$. Если требуемое входное сопротивление $R_{ом} < R_и$, то параллельно измерителю, как это показано пунктиром на рис 10-11, включают проволочный шунт сопротивлением

$$R_ш \approx \frac{R_и R_{ом}}{R_и - R_{ом}}, \tag{10-28}$$

которое точно подгоняют при регулировке прибора В этом случае расчет сопротивлений $R_д$ и $R_м$ производят по формулам:

$$R_д = \left(\frac{U_н}{I_и} \cdot \frac{R_ш - R_{ом}}{R_{ом}} - R_ш\right) \frac{R_{ом}}{R_ш}; \tag{10-29}$$

$$R_м \geqslant \frac{U_м - U_н}{I_и} \cdot \frac{R_ш - R_{ом}}{R_ш}. \tag{10-30}$$

Минимально возможная величина $R_{ом}$, которая может быть получена при параллельной схеме, определяется максимально допустимым значением тока источника и при использовании аккумуляторных батарей большой емкости или низковольтных мощных выпрямителей (в сетевых омметрах) может достигать тысячных долей ома и менее. В таких омметрах приходится учитывать сопротивление проводников, соединяющих цепь измерителя с R_x. Эти соединения выполняются толстым проводом весьма малого сопротивления. Для уменьшения переходного сопротивления выводы омметра снабжаются толстыми, заостренными на конце металлическими щупами.

Для работы в параллельных схемах следует выбирать измеритель с возможно меньшим напряжением полного отклонения $U_и = I_и R_и$. При прочих равных условиях такой измеритель обеспечивает более высокую точность измерений и меньший расходный ток в цепи питания. Точность измерений также повышается с увеличением напряжения питания, так как при этом возрастает необходимое сопротивление резистора $R_д$, что уменьшает зависимость входного сопротивления от напряжения источника. Для того чтобы дополнительная погрешность измерений не превышала 5%, напряжение питания следует выбирать из условия

$$U_м \geqslant 10\, I_и R_и \frac{\frac{U_м}{U_н}\left(\frac{U_м}{U_н} - 0{,}9\right)}{\frac{U_м}{U_н} + 1}. \tag{10-31}$$

Для предохранения батареи питания от непроизводительного разряда омметры снабжаются выключателями или кнопками, замыкающими цепь питания лишь на время измерений.

Омметры, диапазон измерений которых охватывает и малые, и большие сопротивления, строятся по параллельно-последовательной (комбинированной) схеме, примером которой может служить схема на рис. 10-11. При этом малые сопротивления подключаются параллельно измерителю (к зажимам *1* и *2*), а большие — последовательно в цепь питания (к зажимам *3* и *4* при разомкнутом выключателе *Вк*); отсчет производится по двум различным шкалам.

Задача 10-4. Рассчитать параллельную схему омметра (рис. 10-11), если $R_{ом} = 1$ *ом*; $U_м/U_н = 1{,}5$; данные измерителя: $I_и = 5$ *ма*; $R_и = 15$ *ом*.

Ответ: $U_м = 1{,}5$ *в* ($>0{,}27$ *в*); $U_н = 1$ *в*; $R_ш \approx 1{,}1$ *ом*; $R_д = 12{,}3$ *ом*; $R_м = 7$ *ом*.

10-7. ОММЕТРЫ С ЛОГОМЕТРИЧЕСКИМИ ИЗМЕРИТЕЛЯМИ

Логометры, применяемые в схемах омметров (мегомметров), представляют собой измерители магнитоэлектрической системы с двумя рамками, расположенными под некоторым углом друг к другу и укрепленными на одной оси со стрелкой (рис. 10-13). Ток к рамкам подводится с помощью гибких ленточек, практически не создающих противодействия повороту рамок. Поэтому при отсутствии тока в рамках подвижная часть находится в состоянии безразличного равновесия. В зазоре между полюсными наконечниками и сердечником создается неравномерное магнитное поле путем применения, например, сердечника с эллиптической формой сечения. Цепи обеих рамок подключаются к одному источнику питания. Через рамки текут токи I_1 и I_2, магнитные поля которых, взаимодействуя с полем постоянного магнита, создают вращающие моменты противоположных направлений. Подвижная часть устанавливается в такое положение, при котором встречные вращающие моменты рамок равны. Это положение равновесия зависит лишь от отношения токов I_2/I_1 и не зависит (в определенных пределах) от величин этих токов. Поэтому сетевые и индукторные омметры и мегомметры, в которых используются логометрические измерители, не требуют предварительной установки нуля измерителя и их показания не зависят от напряжения источника при его изменении в достаточно широких пределах.

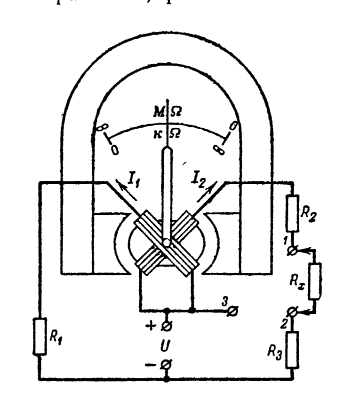


Рис. 10-13. Схема омметра с логометрическим измерителем.

Большие сопротивления измеряются по последовательной схеме, для чего они включаются в цепь одной из рамок через зажимы *1* и *2*. Отношение токов I_2/I_1, а следовательно, и угол поворота под-

вижной системы зависят лишь от величины R_x, что позволяет шкалу логометра градуировать в значениях R_x. Пределы измерений определяются величинами сопротивлений R_1 и $R_2 + R_3$. Относительно малые сопротивления измеряются по параллельной схеме, для чего они через зажимы *2* и *3* (при закороченных зажимах *1* и *2*) включаются параллельно цепи одной из рамок измерителя. При использовании переключателя для измерений по обеим схемам можно применить общие входные зажимы.

10-8. ЭЛЕКТРОННЫЕ ОММЕТРЫ

Любой электронный вольтметр постоянного тока может быть применен и для измерения методом сравнения электрических сопротивлений средних и больших величин. Для этого вольтметр дополняется измерительной цепью, создающей на его входе постоянное напряжение, величина которого зависит от соотношения между измеряемым сопротивлением R_x и образцовым сопротивлением R_0 *.

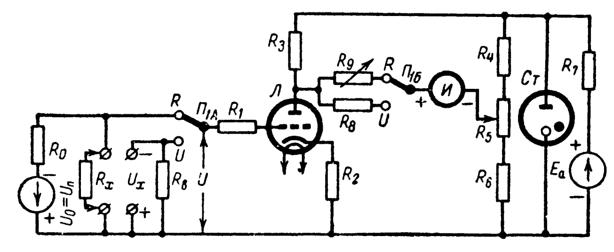


Рис. 10-14. Схема лампового вольтомметра.

В качестве примера на рис. 10-14 приведена схема лампового прибора, позволяющего измерять постоянные напряжения и сопротивления. За ее основу взята схема лампового вольтметра постоянного тока (рис. 3-8, *а*), снабженная двухсекционным переключателем рода работы $П_1$ Измерение напряжений производится в положении переключателя *U*. При этом последовательно с измерителем оказывается включенным резистор R_8 сопротивлением порядка 5—10 *ком*. Установка нуля осуществляется потенциометром R_5. Полярность включения измерителя такова, что прибор измеряет отрицательные напряжения.

Резисторы R_0 и R_x подключены к стабилизированному источнику постоянного тока, напряжение на зажимах которого U_0 должно быть равно предельному напряжению $U_п$, измеряемому вольтметром. При установке переключателя *П* в положение *R* на вход вольтметра с резистора R_x подается напряжение

$$U = U_п \frac{R_x}{R_0 + R_x} = U_п \frac{\frac{R_x}{R_0}}{1 + \frac{R_x}{R_0}}. \qquad (10\text{-}32)$$

* «Радио», 51—12—50, 60—1—31, 61—8—54.

Зависимость этого напряжения от отношения R_x/R_0 позволяет снабдить измеритель вольтметра дополнительной шкалой, проградуированной непосредственно в значениях R_x.

Когда $R_x = 0$, вход вольтметра закорочен; при этом потенциометром R_5 стрелку измерителя устанавливают точно на нуль шкалы омметра, который одновременно является и нулем шкалы вольтметра. При $R_x = \infty$ на вход вольтметра поступает полностью напряжение U_0 от вспомогательного источника. При этом стрелка должна отклоняться до конца шкалы. Однако следует считаться с возможностью некоторого отличия напряжения U_0 от предельного напряжения $U_п$. Поэтому при измерении сопротивлений последовательно с измерителем включается резистор переменного сопротивления $R_9 = (1{,}2 \div 1{,}5)R_8$, с помощью которого при $R_x = \infty$ добиваются отклонения стрелки измерителя до конца шкалы.

При $R_x = R_0$ входное напряжение $U = 0{,}5\ U_п$. Следовательно, если шкала вольтметра близка к линейной, то середине шкалы омметра соответствует измеряемое сопротивление, близкое по величине к R_0, и характер шкалы будет такой же, как у параллельных схем омметров, имеющих входное сопротивление $R_{ом} = R_0$.

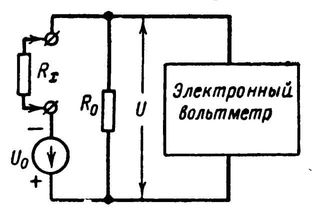


Рис. 10-15. Вариант схемы входной цепи электронного омметра.

Другой возможный вариант входной цепи электронного омметра показан на рис. 10-15. Здесь на вход вольтметра подается напряжение, снимаемое с образцового резистора R_0. При этом градуировка шкалы омметра располагается в обратном по сравнению с предыдущей схемой направлении, причем она носит такой же характер, как у последовательных схем омметров, имеющих входное сопротивление R_0.

Таким образом, градуировка шкалы, а следовательно, и предел измерений электронных омметров определяются сопротивлением резистора R_0. Это позволяет построить многопредельный электронный омметр, в котором изменение пределов осуществляется переключением резисторов R_0. Обычно сопротивления резисторов R_0 смежных пределов отличаются друг от друга в 10 раз, что позволяет использовать для отсчета общую шкалу с десятичными множителями к ней.

Наименьший предел измерений ограничивается возрастанием тока, потребляемого от источника U_0 при малом R_0, а также влиянием внутреннего сопротивления источника, которое желательно иметь возможно меньшим. Наибольший предел измерений ограничивается величиной входного сопротивления вольтметра, которое при измерении сопротивлений должно быть по крайней мере в 50—100 раз больше сопротивления R_0. При монтаже входных зажимов на высококачественном изоляционном материале, применении переключателей рода работы и пределов измерений с керамическими платами, использовании бесцокольных ламп, поставленных в режим, обеспечивающий работу их без сеточных токов, удается осуществить в любительских приборах измерение сопротивлений до 1 000 *Мом* и более, для чего требуется включение сопротивления R_0 порядка 100 *Мом*. Трудность подбора достаточно точных и стабильных резисторов R_0 большого сопротивления препятствует расширению предела измерений. Элект-

ронные омметры промышленных типов (тераомметры) позволяют измерять сопротивления до 100 000 *Мом.*

В многопредельном электронном вольтметре для измерения сопротивлений наиболее удобно использовать предел 1,5 или 3 *в*, так как в этом случае источник напряжения U_0 может состоять из одного или двух элементов. Но при измерении очень больших сопротивлений, например сопротивления изоляции, работа при низком напряжении U_0 не всегда целесообразна, так как величина таких сопротивлений зависит от приложенного к ним напряжения, уменьшаясь с возрастанием последнего. Изменение больших сопротивлений в основном наблюдается до напряжений порядка 100 *в*. Поэтому желательно, чтобы напряжение U_0 было не ниже 100 *в*. Для получения этого напряжения обычно применяется отдельный однополупериодный выпрямитель; с целью уменьшения внутреннего сопротивления выпрямителя при одновременной стабилизации выходного напряжения параллельно его зажимам включают стабилитрон *Ст* (рис. 10-14).

На величину сопротивлений изоляции и утечки влияют внешние условия (влажность, температура воздуха и т. п.), при которых производится измерение, а также длительность действия испытательного напряжения. Поэтому условия испытания детали желательно приближать к действительным условиям ее эксплуатации; отсчет следует производить не ранее, чем через 1 *мин* после подключения сопротивления R_x к зажимам. При измерении сопротивления утечки электролитических конденсаторов отсчет производится через 10 *мин* после включения, так как заряд конденсатора требует значительного времени. Во избежание пробоя конденсаторов необходимо обращать внимание на полярность их подключения и рабочее напряжение, которое должно быть не ниже величины U_0.

10-9. ОММЕТРЫ С РАВНОМЕРНОЙ ШКАЛОЙ

Основными недостатками рассмотренных выше схем омметров являются резкая неравномерность их шкал и значительная погрешность измерений. Высокую точность при некотором усложнении процесса измерений можно получить в омметрах с равномерными (линейными) шкалами, в которых измерение производится методом сравнения измеряемого сопротивления R_x с образцовым сопротивлением $R_п$; величина последнего численно определяет верхний предел измерений омметра.

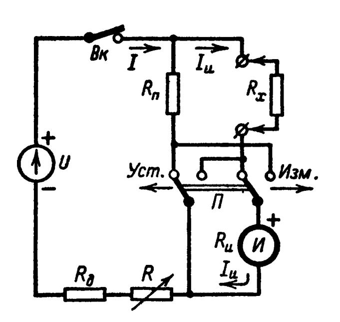


Рис 10-16. Схема омметра с равномерной шкалой.

На рис. 10-16 приведена схема омметра с равномерной шкалой, предложенная О. Пославским[1]; ее основой является параллельная схема омметра (рис. 10-11). После подключения к входным зажимам измеряемого резистора R_x двухсекционный переключатель *П* ставят в положение *Уст* и реостатом *R* устанавливают в цепи измерителя *И*, включенного последователь-

[1] «Радио», 56—2—59, 56—10—59, 59—3—50.

но с R_x, ток полного отклонения $I_и$. Затем переключатель *П* переводят в положение *Изм*, при котором измеритель включается последовательно с резистором $R_п$, а параллельно им оказывается присоединенным резистор R_x; при этом в цепи измерителя будет протекать ток

$$I_x = I_и \frac{R_x}{R_п - \frac{I_и R_и}{U}(R_п - R_x)}, \tag{10-33}$$

где $I_и R_и = U_и$ — напряжение полного отклонения измерителя.

Если напряжение на зажимах источника питания $U \gg U_и$, то вторым членом знаменателя можно пренебречь и ток в цепи измерителя

$$I_x = I_и \frac{R_x}{R_п} \tag{10-34}$$

оказывается пропорциональным отношению сопротивлений $R_x/R_п$, причем сопротивлению $R_x = R_п$ соответствует отклонение стрелки измерителя до конца шкалы. При наличии у измерителя равномерной шкалы с числовыми отметками от 0 до 100 отсчет по ней будет давать отношение $R_x/R_п$, выраженное в процентах, т. е. прибор позволит сравнивать величины двух любых сопротивлений R_x и $R_п$ с точностью, близкой к классу точности измерителя.

Если величина $R_п$ точно известна, то отсчет R_x может производиться непосредственно по имеющейся равномерной шкале измерителя. Для облегчения этого отсчета желательно, чтобы $R_п$ было численно равно предельной числовой отметке шкалы или отличалось от нее в 10 раз; например, при шкале измерителя с отметками от 0 до 50 следует выбирать сопротивления $R_п$ из ряда значений 5, 50, 500 *ом*, 5, 50, 500 *ком* и т. д.

Градуировка омметра будет точно соответствовать равномерной шкале измерителя, если при $R_x = 0$ перевод переключателя *П* из положения *Уст.* в положение *Изм.* не будет вызывать заметного изменения тока I в цепи питания; это достигается при достаточно большой величине сопротивления $R_д + R$, а следовательно, и напряжения питания U. Наибольшая дополнительная погрешность, вызываемая несовпадением шкал омметра и измерителя, определяется формулой

$$\gamma_{шк} \approx \frac{I_и R_и}{U_н} \cdot 100\%, \tag{10-35}$$

пользуясь которой можно найти наименьшую величину напряжения питания $U_н$, при которой погрешность $\gamma_{шк}$ не превосходит заданного значения. Очевидно, что при выборе измерителя следует отдавать предпочтение приборам с меньшим значением $U_и$.

Наименьший предел измерений омметра $R_{п.н}$ ограничивается предельно допустимым током $I_{доп}$ источника питания:

$$R_{п.н} \geqslant \frac{I_и R_и}{I_{доп} - 2I_и} \approx \frac{I_и R_и}{I_{доп}}. \tag{10-36}$$

Максимальный предел измерений $R_{п.м}$ зависит от наименьшего значения $U_н$ напряжения питания:

$$R_{п.м}=\frac{U_н}{I_и}-R_и. \quad (10\text{-}37)$$

Порядок расчета схемы омметра рассмотрим на следующем примере.

Задача 10-5. Рассчитать омметр по схеме (рис. 10-16) на пределы измерений $R_{п1} = 150$ *ком*; $R_{п2} = 15$ *ком*; $R_{п3} = 1\,500$ *ом* и т. д. до допустимого значения $R_{п.н}$, если измеритель имеет данные $I_и = 150$ *мка*; $R_и = 850$ *ом*.

Решение

1. Наименьшее допустимое значение напряжения питания

$$U_н \geqslant I_и\,(R_{п.м}+R_и) \approx I_и R_{п1}. \quad (10\text{-}38)$$

Находим $U_н \geqslant 22{,}5$ *в*. Выбираем в качестве источника питания батарею 49-САМЦГ-0,25п, при которой возможно изменение напряжения питания в пределах $U_м - U_н = 49 \div 30$ *в*. Допустимое кратковременное значение разрядного тока батареи $I_{доп} = 10$ *ма*.

2. По формуле (10-36) находим: $R_{п.н} \geqslant 12{,}8$ *ом*. Следовательно, омметр может иметь дополнительно пределы измерений $R_{п4} = 150$ *ом* и $R_{п5} = 15$ *ом*.

3. По формуле (10-35) находим, что при $U_н = 30$ *в* дополнительная погрешность измерений $\gamma_{шк} \approx 0{,}42\%$, т. е. ее можно считать пренебрежимо малой.

4. По формуле

$$R_д=\frac{R_п}{2R_п+R_и}\left(\frac{U_н}{I_и}-R_п-R_и\right) \quad (10\text{-}39)$$

находим для всех пределов необходимое добавочное сопротивление: $R_{д1} = 25$ *ком*; $R_{д2} = 90$ *ком*; $R_{д3} = 77$ *ком*; $R_{д4} = 26$ *ком*; $R_{д5} = 3{,}4$ *ком*.

5. По формуле

$$R_м \geqslant \frac{R_п}{R_п+R_и}\left(\frac{U_м}{I_и}-R_и\right)-R_д \quad (10\text{-}40)$$

находим для всех пределов необходимое переменное сопротивление R: $R_{м1} \geqslant 300$ *ком*; $R_{м2} \geqslant 217$ *ком*; $R_{м3} \geqslant 130$ *ком*; $R_{м4} \geqslant 23$ *ком*; $R_{м5} \geqslant 2{,}3$ *ком*.

Из приведенного примера видно, что в многопредельном омметре при изменении пределов измерений должны переключаться не только постоянные резисторы $R_п$ и $R_д$, но и реостаты R различных номиналов; последнее усложняет пользование прибором. Управление прибором можно упростить, если резисторы $R_д$ и R заменить пентодом. В этом случае параллельно источнику питания подсоединяют делитель напряжения, посредством которого при переключении пределов скачкообразно изменяют напряжение на экранирующей сетке пентода, а следовательно, и внутреннее сопротивление лампы. Плавную регулировку этого сопротивления осуществляют изменением напряжения на управляющей сетке лампы с помощью потенциометра, включенного в катодной цепи пентода. Для обеспечения измерения

больших сопротивлений омметр с равномерной шкалой требует значительно большего напряжения питания, чем омметр, работающий по последовательной схеме; поэтому питание омметра с широкими пределами измерений от долей ома до мегом рационально производить от сети переменного тока через однополупериодный высоковольтный выпрямитель с простейшим фильтром (конденсатором).

На рис. 10-17, *а* приведен другой вариант схемы омметра с равномерной шкалой, индикатором которой является электронный вольтметр V с плавно регулируемой чувствительностью[1]; последняя осуществляется резистором переменного сопротивления, включенным последовательно или параллельно с измерителем вольтметра. Измерение производится посредством сравнения сопротивлений R_x и $R_п$ по величине падений напряжений, создаваемых на них одним и тем

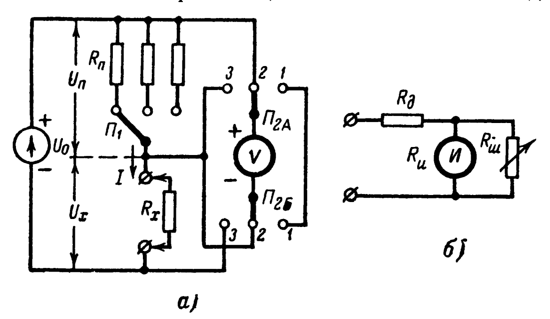


Рис. 10-17. Вариант схемы омметра с равномерной шкалой.

же током I источника U_0. Установкой переключателя $П_2$ в положение *1* вход вольтметра замыкают накоротко и стрелку его измерителя устанавливают на общий нуль шкалы. При переводе переключателя в положение *2* (*Уст.*) вольтметр измеряет напряжение $U_п$ на образцовом резисторе $R_п$; подбором предела измерений вольтметра и регулировкой его чувствительности добиваются отклонения стрелки измерителя до конца шкалы. Затем переключатель ставят в положение *3* (*Изм.*), при котором вольтметр измеряет падение напряжения U_x на резисторе R_x. Так как отношение напряжений

$$\frac{U_x}{U_п} = \frac{R_x}{R_п}, \tag{10-41}$$

то отсчет R_x может производиться по шкале напряжений вольтметра, считая верхним пределом ее величину $R_п$. Изменение пределов измерений производится переключением резисторов $R_п$ различных номиналов.

Формула (10-41) с высокой степенью точности не зависит от величины входного сопротивления вольтметра $R_в$. Поэтому в схему на рис. 10-17, *а* вместо электронного вольтметра V можно включить магнитоэлектрический вольтметр с регулируемой чувствительностью, выполненный, например, по схеме, показанной на рис. 10-17, *б*. До-

[1] «Радио», 55—6—53, 64—4—56.

бавочный резистор $R_д$ и реостат $R_ш$ должны обеспечивать возможность отклонения стрелки измерителя на всю шкалу при измерении напряжения $U_п$ и изменении сопротивления R_x в пределах от 0 до $R_д$. Обычно берут

$$R_ш = (3 \div 5) R_и, \tag{10-42}$$

а

$$R_д \approx \frac{U_0 - 1,4 I_и R_п}{2,6 I_и}. \tag{10-43}$$

Если максимальный предел измерений омметра с электронным вольтметром может достигать нескольких мегом и практически не зависит от величины напряжения U_0, то в омметрах с магнитоэлектрическими вольтметрами он ограничивается значением

$$R_{п.м} < \frac{U_0}{1,3 I_и} \tag{10-44}$$

и для его расширения требуется увеличение напряжения U_0. В то же время применение высоковольтного источника исключает возможность измерения малых сопротивлений из-за сильного возрастания тока I в цепи питания.

10-10. МОСТОВОЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СОПРОТИВЛЕНИЙ

Наиболее точным методом измерения электрических сопротивлений является метод, основанный на использовании мостов постоянного тока. Для измерения сопротивлений от 0,1 *ом* до 1 *Мом* применяются одинарные мосты, работающие по схеме на рис. 10-18 или 10-19. В общем случае мост состоит из четырех резисторов $R_1 - R_4$, образующих замкнутый четырехугольник. Стороны этого четырехугольника называются плечами моста. В одну диагональ моста включен источник постоянного напряжения U, а в другую — чувствительный гальванометр (микроамперметр) магнитоэлектрической системы G с нулем посредине шкалы, предназначенный для индикации нулевого значения тока.

Мост считается уравновешенным, или сбалансированным, если в цепи гальванометра отсутствует ток; это может иметь место лишь при равенстве потенциалов вершин *а* и *б*. Состояние равновесия достигается соответствующим подбором сопротивлений плеч моста.

Предположим, что мост схемы (рис. 10-18) уравновешен. В этом случае ток в индикаторную диагональ не ответвляется и через резисторы R_1 и R_2 протекает один и тот же ток I_1; точно так же одинаковый ток I_2 проходит через резисторы R_3 и R_4. Так как разность потенциалов между точками *а* и *б* отсутствует, то эти токи создают одинаковые падения напряжения на резисторах R_1 и R_4, а также R_2 и R_3, т. е.

$$I_2 R_4 = I_1 R_1;$$
$$I_2 R_3 = I_1 R_2.$$

Разделив первое равенство на второе, находим:

$$\frac{R_4}{R_3}=\frac{R_1}{R_2},$$

откуда

$$R_4R_2=R_3R_1, \qquad (10\text{-}45)$$

т. е. в уравновешенном мосте произведения сопротивлений противоположных плеч равны. Если одно из этих сопротивлений, например R_4, является неизвестным, то его величину можно найти по формуле

$$R_4=R_x=R_3\,\frac{R_1}{R_2}. \qquad (10\text{-}46)$$

В зависимости от способа уравновешивания мосты разделяются на магазинные и линейные (реохордные). *Магазинный мост*[1] (рис. 10-18) уравновешивают при постоянном отношении плеч R_1/R_2 изменением сопротивления резистора R_3; последний часто выполняется в виде магазина сопротивлений, а в простейшем случае представляет собой реостат со шкалой, проградуированной в значениях его сопротивления. Тогда из формулы (10-46) следует, что при одинаковых сопротивлениях R_1 и R_2 (т. е. при отношении $R_1/R_2=1$) равновесие моста имеет место при $R_x=R_3$ и отсчет измеряемых сопротивлений можно производить непосредственно по шкале реостата (магазина) R_3. Предельное значение измеряемых сопротивлений определяется полной величиной сопротивления R_3 (например, 10 *ом*). Для расширения предела измерений резистор R_1 с помощью переключателя *П* заменяют другими, имеющими в 10, 100, 1 000 и т. д. раз бо́льшие сопротивления, при которых отношение R_1/R_2 становится равным 10, 100, 1 000 и т. д. При этом отсчет по шкале R_3 необходимо умножать на соответствующий множитель, кратный 10, а предельное значение измеряемых сопротивлений увеличивается до 100, 1 000, 10 000 *ом* и более. Точность измерений зависит от точности подбора сопротивлений постоянных резисторов плеч, правильности градуировки резистора переменного сопротивления и точности установки положения равновесия. В мостах промышленного изготовления, где используются образцовые постоянные и переменные резисторы и магазины сопротивлений, а также высокочувствительные зеркальные гальванометры, погрешность измерений не превышает десятых долей процента.

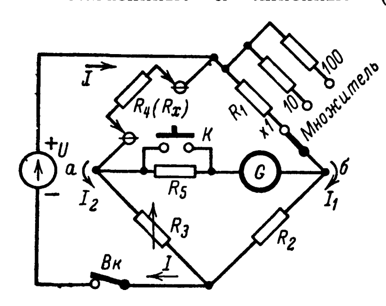


Рис. 10-18. Схема магазинного моста постоянного тока.

В радиотехнической практике находят применение и более простые *реохордные мосты*[2]. Реохордный мост (рис. 10-19) уравновешивают при постоянном сопротивлении R_3 посредством плавного изме-

---

[1] «Радио», 61—3—55.
[2] «Радио», 57—3—34.

нения отношения плеч R_1/R_2. Вместо резисторов R_1 и R_2 применяют реохорд, который представляет собой натянутую по прямой линии или по окружности высокоомную (например, манганиновую) проволоку со скользящим по ней движком. Отношение сопротивлений R_1/R_2 двух участков проволоки, разделенных движком, равно отношению длин этих участков l_1/l_2; в значениях этих отношений градуируется шкала, располагаемая параллельно проволоке. Шкала имеет градуировку от 0 до ∞, причем середине ее соответствует отношение $l_1/l_2 = 1$. Уравновешивание моста производится перемещением движка реохорда. Измеряемое сопротивление определяется по формуле

$$R_x = R_3 \frac{l_1}{l_2}. \qquad (10\text{-}47)$$

Расширение диапазона измерений производится переключением резисторов R_3 различных номиналов, являющихся множителями к отсчету по шкале реохорда.

Сопротивление реохорда, выполненного из отрезка проволоки, обычно равно нескольким омам. С целью уменьшения нагрузки на источник питания вместо реохордов иногда применяют проволочные потенциометры сопротивлением в несколько сотен или тысяч ом, имеющие плотную равномерную намотку.

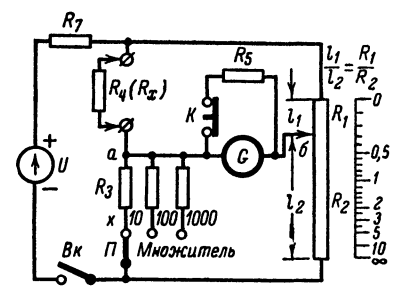


Рис. 10-19. Схема реохордного моста с бесконечным пределом измерений.

В схеме моста (рис. 10-20) для уменьшения неравномерности шкалы последовательно с реохордом включены два одинаковых резистора R_{11} и R_{21}; если величина их сопротивлений удовлетворяет условию $R_{11} = R_{21} = R/9$, где R — полное сопротивление реохорда, то крайним положениям движка будут соответствовать отношения R_1/R_2, равные 0,1 и 10.

Реохордные мосты могут быть выполнены малогабаритными, однако по точности измерений они значительно уступают магазинным мостам.

Равновесие любого моста постоянного тока не нарушится, если поменять местами индикаторную диагональ и диагональ питания. При малом сопротивлении реохорда предпочтительнее включение моста по схеме на рис. 10-20, так как при этом источник питания меньше нагружается, чем в схеме включения на рис. 10-19.

Когда мост не уравновешен, через чувствительный гальванометр может протекать большой, опасный для него ток. Поэтому в начале измерений искусственно понижают чувствительность гальванометра, включая последовательно с ним (см. рис. 10-18) или параллельно ему (рис. 10-19) резистор R_5. После грубого уравновешивания моста нажатием кнопки K резистор R_5 выключают, после чего производят точную балансировку моста. Управление мостом значительно упрощается при автоматической регулировке чувствительности его индикатора с

помощью нелинейного шунта [1], включение которого показано на схеме (рис. 10-20). Шунт представляет собой кремниевый диод *Д*, включенный параллельно гальванометру *G* и добавочному резистору R_5. Если напряжение на индикаторной диагонали мало, то диод *Д* имеет большое сопротивление, его шунтирующее действие незначительно и гальванометр обладает максимальной чувствительностью. При повышении напряжения на индикаторной диагонали шунтирующее действие диода усиливается вследствие уменьшения его сопротивления, чувствительность гальванометра резко понижается; при этом бóльшая часть напряжения гасится на балластном резисторе R_6.

При определенной полярности включения батареи питания и гальванометра можно всегда установить, в какую сторону от нуля отклоняется стрелка, если отсчитываемое по положению ручек управления сопротивление меньше или больше измеряемого. Сделав соответствующие отметки на шкале гальваномерта (*Мало*, *Много*), можно легко определять направление, в котором следует изменять сопротивления (резисторов) моста для достижения равновесия.

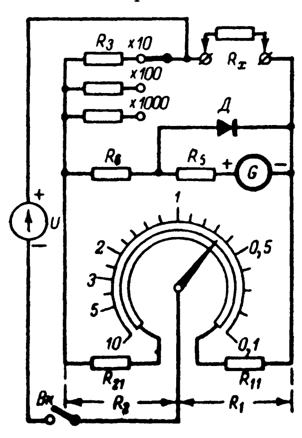


Рис. 10-20. Схема реохордного моста с ограниченным пределом измерений.

Точность уравновешивания моста существенно зависит от чувствительности гальванометра и величины напряжения питания. Малая чувствительность гальванометра может быть в некоторой степени компенсирована увеличением напряжения питания. Последнее выбирают таким, чтобы при отсутствии R_x и включенном ограничительном резисторе R_5 стрелка гальванометра находилась вблизи конца шкалы. Чем бóльшие сопротивления должен измерять мост, тем бóльшие напряжения требуются для получения заметного отклонения стрелки при неуравновешенном мосте. Если напряжение питания моста выбрано из условия обеспечения работы его на самом высокоомном пределе, то для ограничения напряжения, подводимого к мосту на низкоомных пределах, последовательно в цепь питания включают резистор сопротивлением порядка нескольких килоом (R_7 на рис. 10-19).

Измерение электрических сопротивлений производят также мостами, питаемыми от сети переменного тока или низкочастотного генератора. Такие мосты можно одновременно использовать и для измерения емкости конденсаторов (§ 11-7).

Одинарные мосты непригодны для измерения сопротивлений, меньших 0,1—1 *ом*, вследствие влияния соединительных проводников и контактов, включенных последовательно с измеряемым резистором. Для измерения весьма малых сопротивлений (от 1 *мком* до 10 *ом*) применяют д в о й н ы е м о с т ы постоянного тока.

---

[1] «Радио», 58—9—34.

Наряду с измерением сопротивлений мосты постоянного тока широко применяются для косвенного измерения многих неэлектрических величин (температуры, влажности, давления и др.), изменения которых с помощью специальных датчиков удается преобразовать в изменение сопротивления одного из плеч моста.

Основным недостатком уравновешенных мостов, в ряде случаев ограничивающим их применение, являются отсутствие непосредственного отсчета, необходимость в регулировке и вычислениях для получения результатов измерения. Этот недостаток преодолевается, правда за счет некоторого уменьшения точности измерений, в неуравновешенных и автоматических мостах.

Неуравновешенные мосты[1] обычно применяются для многократных измерений степени соответствия величины электрических сопротивлений (или других величин, преобразуемых в сопротивления) некоторому заданному номинальному значению $R_н$. Эти мосты уравновешиваются для сопротивления $R_x = R_н$. При $R_x \neq R_н$ в цепи индикатора появляется ток, величина и направление которого в общем случае определяются формулой

$$I_x = \frac{U(R_1R_3 - R_2R_4)}{R_г(R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + R_1R_4(R_2 + R_3) + R_2R_3(R_1 + R_4)}, \tag{10-48}$$

где $R_г$ — полное сопротивление цепи гальванометра. При стабильном напряжении источника питания U шкала гальванометра может быть проградуирована в значениях R_x (близких к величине $R_н$) или непосредственно в процентах отклонения измеряемой величины от номинала, что облегчает разбраковку контролируемых деталей по различным нормам допуска. Такие мосты часто называют процентными.

Автоматические мосты работают на принципе самоуравновешивания. Их основой обычно является простейший реохордный мост, схема которого отличается в принципе от приведенной на рис. 10-19 или 10-20 лишь отсутствием стрелочного гальванометра G. Напряжение, возникающее при неуравновешенном мосте на зажимах индикаторной диагонали, после усиления воздействует на электродвигатель, вращение которого посредством специальной передачи приводит к перемещению ползунка реохорда моста. Скорость и направление вращения двигателя определяются величиной и полярностью воздействующего на него напряжения. По мере приближения к положению равновесия напряжение, подводимое к двигателю, уменьшается, что приводит к замедлению вращения (перемещения), а затем и к остановке (в момент уравновешивания) двигателя и связанного с ним ползунка реохорда. Значение измеряемой величины находится по шкале реохорда.

Известно, что усилители постоянного тока работают недостаточно стабильно. Поэтому при питании автоматического моста от источника постоянного тока выходное напряжение индикаторной диагонали часто преобразуют при помощи полупроводникового или магнитного преобразователя в переменное напряжение. Это позволяет применить усилитель переменного тока, воздействующий на однофазный асинхронный двигатель, скорость и направление вращения которого опре-

[1] «Радио», 63—10—28.

деляются величиной и фазой подводимого к нему напряжения. Необходимость в наличии специального преобразователя отпадает, если питать мост переменным током, например используя для этой цели сеть переменного тока частотой 50 или 400 *гц*.

Автоматические мосты могут быть легко приспособлены для записи и регулирования измеряемой ими величины путем сопряжения пишущего или регулирующего приспособления с вращающейся системой электродвигателя; это обусловило их широкое использование при электрических измерениях различных неэлектрических величин, а также в системах автоматического контроля и управления различными операциями и процессами.

Одинарные автоматические мосты находят применение в цифровых омметрах. Одно из плеч моста содержит автоматически управляемый магазин сопротивлений, состоящий из декад образцовых резисторов; в другое плечо включается исследуемый резистор R_x. Возникающее в диагонали моста напряжение разбаланса после усиления и преобразования воздействует на блок управления, который осуществляет такой выбор резисторов магазина, при котором мост уравновешивается. Одновременно блок управления производит соответствующий набор чисел в цифровом индикаторе.

Схемы цифровых омметров имеют ряд одинаковых узлов со схемами цифровых вольтметров (§ 3-13), что позволяет объединять их в одном комбинированном приборе.

ГЛАВА ОДИННАДЦАТАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ КОНДЕНСАТОРОВ

11-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Основным параметром, характеризующим конденсаторы, является их электрическая емкость C. В радиоаппаратуре применяются конденсаторы различных типов и назначений. Возможные значения их емкостей лежат примерно в пределах от 1 *пф* до 1 000 *мкф*. В области высоких частот объектами измерений могут явиться также весьма малые межэлектродные емкости электронных приборов и паразитные емкости между различными элементами схемы (емкости монтажа).

Требуемая точность измерения емкостей конденсаторов зависит от области их применения. Конденсаторы, входящие в состав колебательных контуров, должны подбираться особенно тщательно, с погрешностью по крайней мере менее 1% (при наличии в контурах подстроечных элементов требования в отношении точности подбора емкости снижаются). При выборе конденсаторов блокировочных, разделительных, связи и т. п. обычно допускается значительный (до 20—50%) разброс емкостей и измерение их можно производить простейшими методами.

В каждом конденсаторе, включенном в электрическую цепь, имеют место потери энергии, возникающие главным образом в материале диэлектрика, а также вследствие несовершенства изоляции между выводами. С учетом потерь эквивалентную схему конденса-

тора можно представить в двух вариантах: либо в виде емкости C, включенной последовательно с сопротивлением потерь $R_п$ (рис. 11-1, *а*) либо в виде той же емкости C, зашунтированной сопротивлением утечки $R_у$ (рис. 11-1, *б*). При переходе от одной эквивалентной схемы к другой для пересчета величины активного сопротивления пользуются формулой

$$R_у = \frac{1}{(2\pi f C)^2 R_п}, \qquad (11\text{-}1)$$

где f — частота тока в цепи конденсатора.

Из векторной диаграммы (рис. 11-1, *в*), справедливой для обеих эквивалентных схем, следует, что из-за наличия потерь угол сдвига фаз между током I и напряжением U в цепи с конденсатором $\varphi < 90°$. Величину потерь в конденсаторе обычно характеризуют уг-

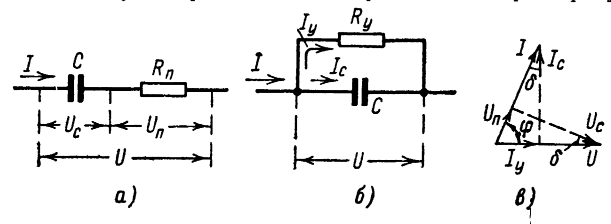


Рис. 11-1. Эквивалентные схемы (*а* и *б*) и векторная диаграмма (*в*) цепи с конденсатором.

лом потерь $\delta = 90° - \varphi$, определяемым в соответствии с обозначениями (рис. 11-1) из формулы

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{U_п}{U_с} = \frac{I_у}{I_с} = 2\pi f C R_п = \frac{1}{2\pi f C R_у}. \qquad (11\text{-}2)$$

Потери в конденсаторе иногда характеризуют коэффициентом мощности $\cos\varphi$ или током утечки $I_у$, определяемым при некоторых стандартных условиях. Для большинства конденсаторов потери очень малы ($\operatorname{tg}\delta < 0{,}001$), поэтому можно считать

$$\operatorname{tg}\delta \approx \delta \approx \sin\delta = \sin(90° - \varphi) = \cos\varphi. \qquad (11\text{-}3)$$

Наибольшие потери имеют место в электролитических и бумажных конденсаторах, применение которых в основном ограничивается областью низких частот.

При некоторых методах измерений активные потери в конденсаторе определяются одновременно с измерением его емкости. При этом следует иметь в виду, что с повышением частоты потери заметно возрастают (что соответствует увеличению $R_п$ и уменьшению $R_у$), тогда как емкость зависит от частоты сравнительно мало. На очень высоких частотах возможно возрастание действующей (измеренной по приборам) емкости конденсаторов из-за влияния индуктивности пластин и подводящих проводов.

Параметры конденсатора (C, $R_п$, $R_у$, δ) зависят от внешних условий его работы — температуры, влажности, атмосферного давления, а также от приложенного к нему напряжения. Поэтому в ответственных случаях испытание конденсаторов производится не только

на их рабочих частотах, но и в условиях, близких к эксплуатационным.

Простейшие проверки конденсаторов можно производить и без специальных измерительных приборов[1]. При помощи омметра или пробника легко обнаружить короткое замыкание или пробой между обкладками конденсатора; при этом желательно применение приборов с высоковольтными источниками питания, так как пробой часто проявляется лишь при значительном напряжении между обкладками. Проверка на обрыв выводов конденсаторов большой емкости проще всего производится включением конденсатора в цепь переменного тока, например осветительную или трансляционную, последовательно с какой-либо нагрузкой — лампочкой накаливания, громкоговорителем и т. п. Если будет наблюдаться нормальное или несколько ослабленное свечение лампочки или звучание громкоговорителя, то это свидетельствует об отсутствии обрыва.

Конденсатор, сопротивление утечки которого велико, способен удерживать длительное время без заметного уменьшения полученный им заряд; это позволяет простыми средствами приближенно оценивать качество конденсаторов, имеющих емкость порядка сотых долей микрофарады и более. При подключении к такому конденсатору омметра стрелка измерителя последнего за счет тока заряда несколько отклонится, а затем при большом сопротивлении утечки возвратится в исходное или близкое к нему положение. Последующие кратковременные подключения к конденсатору омметра, повторяемые с интервалом в несколько секунд, не должны вызывать отклонения стрелки измерителя. При малом сопротивлении утечки заметное отклонение стрелки будет наблюдаться при каждом подключении омметра. Для проверки на утечку конденсаторов с емкостью свыше 100 *пф* в качестве чувствительного индикатора можно применить головные телефоны, соединенные последовательно с низковольтной батареей. При малом сопротивлении утечки каждое подключение индикатора к конденсатору вызывает щелчок в телефонах, тогда как при хорошем конденсаторе щелчок прослушивается только при первом подключении. Измерение электрической величины сопротивления утечки (на постоянном токе) может производиться индукторными или электронными мегомметрами.

Для измерения параметров конденсаторов применяются методы вольтметра — амперметра, непосредственного измерения при помощи фарадометров, сравнения (замещения), мостовой и резонансный[2].

Напряжение, приложенное к конденсатору при любом его испытании, не должно превосходить допустимого рабочего напряжения. Если в процессе испытания конденсатор заряжается до значительного напряжения, следует предусмотреть возможность быстрого разряда его по окончании ипытания.

11-2. ИЗМЕРЕНИЕ ЕМКОСТЕЙ МЕТОДОМ ВОЛЬТМЕТРА — АМПЕРМЕТРА

Метод вольтметра — амперметра применяют для измерения сравнительно больших емкостей. Питание измерительной схемы производят от источника низкой частоты $F = 50 \div 1\,000$ *гц*, поэтому оказы-

---

[1] «Радио», 54—3—60, 59—2—55, 60—1—62, 60—10—55, 62—10—43, 65—1—50.
[2] «Радио», 54—4—55, 61—9—57, 66—2—52.

вается возможным пренебречь активными потерями в конденсаторах, а также влиянием реактивных параметров измерительных приборов и паразитными связями.

Схема измерений представлена в двух вариантах на рис. 11-2. Исследуемый конденсатор C_x включается в цепь переменного тока

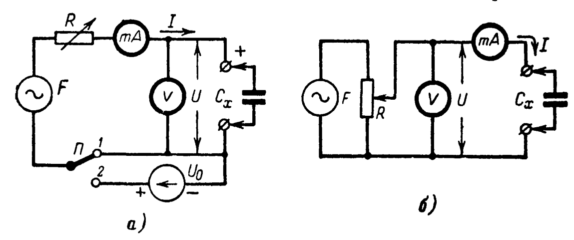


Рис. 11-2. Схемы измерения емкостей методом вольтметра — амперметра.

известной частоты F, и реостатом (или потенциометром) R устанавливают требуемую по условиям испытания либо удобную для отсчета величину тока I или напряжения U. По показаниям приборов переменного тока V и mA можно рассчитать полное сопротивление конденсатора

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} = \frac{U}{I}, \qquad (11\text{-}4)$$

где R и $X = \dfrac{1}{2\pi F C_x}$ — соответственно его активная и реактивная составляющие.

Если потери малы, т. е. $R \ll X$, то измеряемая емкость определяется формулой

$$C_x = \frac{I}{2\pi F U}. \qquad (11\text{-}5)$$

Схема (рис. 11-2, *а*) дает достаточно точные результаты при измерении больших емкостей, сопротивление которых X значительно меньше входного сопротивления вольтметра V. Схема (рис. 11-2, *б*) применяется для измерения меньших емкостей, сопротивление которых X не менее чем в 10—20 раз превышает сопротивление миллиамперметра mA. Предположим, что требуется измерить емкости порядка 0,1—1 *мкф* при наличии миллиамперметра переменного тока на 3 *ма* на частоте 50 *гц*. Так как сопротивление этих емкостей $X = 3\,200 \div 32\,000$ *ом* всегда будет больше сопротивления миллиамперметра, то измерение следует производить по схеме на рис. 11-2, *б* при напряжении питания

$$U \approx IX_C = 0{,}003 \cdot 3\,200 \approx 10 \text{в}.$$

Схема на рис. 11-2, *а* может быть применена и для измерения емкостей электролитических конденсаторов[1]. Если напряжение питания не превышает 1—2 *в*, то измерение допустимо проводить при

[1] «Радио», 51—2—46, 53—2—52.

установке переключателя $П$ в положение 1. При бо́льших переменных напряжениях возможно повреждение конденсаторов вследствие разложения электролита. Эта опасность устраняется, если переключатель $П$ установить в положение 2. При этом последовательно с источником переменного тока частоты F включается источник постоянного тока, напряжение на зажимах которого U_0 должно превышать амплитуду переменного напряжения. Тогда в цепи будет действовать пульсирующее напряжение, безопасное для электролитического конденсатора при условии правильной полярности подключения его электродов к входным зажимам. Пульсирующее напряжение можно также получить при последовательном включении в измерительную схему полупроводникового диода. В обоих случаях вольтметр V и миллиамперметр mA должны измерять лишь переменные составляющие напряжения и тока, для чего они выполняются с закрытой схемой входа.

11-3. ФАРАДОМЕТРЫ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ И ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ СХЕМАМИ ИЗМЕРЕНИЯ

Приборы, у которых отсчет измеряемых емкостей производится непосредственно по шкале стрелочного измерителя, называют **фарадометрами** или **микрофарадометрами**. Действие этих приборов может быть основано на использовании зависимости тока или напряжения в цепи, питаемой источником переменного тока, от величины включенной в нее емкости.

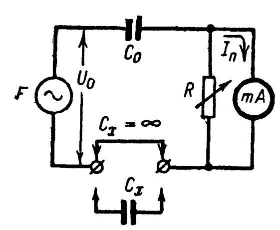


Рис. 11-3. Последовательная схема фарадометра.

Для измерения сравнительно малых емкостей применяются фарадометры, работающие **по последовательной схеме** (рис. 11-3). Стабильное напряжение U_0 частоты F подводится к цепи, в которой последовательно включены образцовая емкость C_0, измеряемая емкость C_x и миллиамперметр переменного тока mA, обычно выпрямительной системы. Перед началом измерений при короткозамкнутых входных зажимах (что эквивалентно $C_x = \infty$) реостатом R устанавливают в цепи миллиамперметра ток полного отклонения $I_п$; это обеспечивается при выборе емкости образцового конденсатора

$$C_0 \geqslant \frac{I_п}{2\pi F U_0}. \tag{11-6}$$

При подключении конденсатора C_x ток через миллиамперметр уменьшается до некоторого значения I_x. Градуировка шкалы фарадометра не зависит от частоты и формы кривой напряжения питания и приближенно определяется формулой

$$\frac{I_x}{I_п} \approx \frac{C_x}{C_0 + C_x}, \tag{11-7}$$

аналогичной формуле градуировки (10-26) параллельных схем омметров. Очевидно, что и погрешность измерений будет носить примерно такой же характер, как у омметров: наименьшая в середине

шкалы, она возрастает к ее краям. Середине шкалы соответствует измеряемая емкость $C_x \approx C_0$, а рабочий участок шкалы ограничивается значениями $0{,}1C_0$ и $10C_0$. Следовательно, предел измерений фарадометра определяется емкостью C_0. Напряжение питания, необходимое для обеспечения выбранного предела, рассчитывается по формуле

$$U_0 \geqslant \frac{I_п}{2\pi F C_0}. \qquad (11\text{-}8)$$

Например, при $I_п = 1$ *ма*; $F = 50$ *гц* и $C_0 = 20\,000$ *пф* необходимо напряжение питания $U_0 \geqslant 160$ *в*. Если напряжение питания не должно превышать определенной величины U_0, то частота источника выбирается из условия

$$F \geqslant \frac{I_п}{2\pi U_0 C_0}. \qquad (11\text{-}9)$$

Для измерения емкостей в широком диапазоне фарадометр должен иметь несколько пределов измерений, которые целесообразно задавать средними значениями шкалы C_0. Переходный коэффициент N берется кратным 10, что облегчает отсчет по общей для всех пределов шкале.

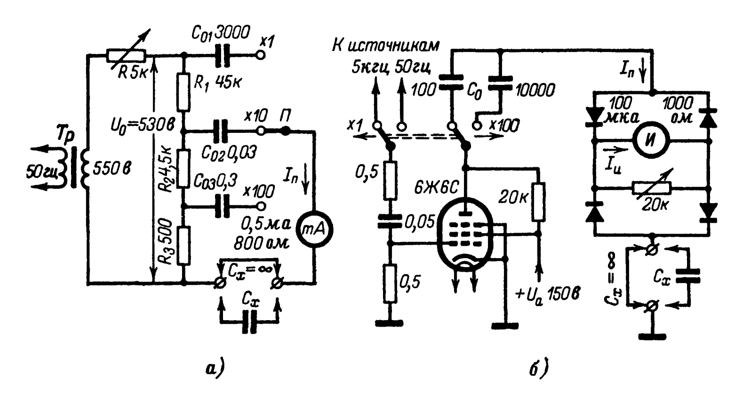


Рис. 11-4. Последовательные схемы многопредельных фарадометров.

При выборе C_0 порядка десятков тысяч пикофарад в качестве источника питания можно использовать сеть переменного тока частотой 50 *гц*. Для расширения предела измерений в N раз в сторону больших значений C_0 понижают чувствительность миллиамперметра путем его шунтирования, либо уменьшают в N раз напряжение питания U_0 посредством маломощного силового трансформатора с секционированной вторичной обмоткой или резистивного делителя напряжения. В последнем случае многопредельный фарадометр можно выполнить по схеме на рис. 11-4, *а*, в которой реостат R используется для установки «бесконечности» по шкале C_x. Полное сопротивление делителя $R_1 + R_2 + R_3$ должно быть в 10—20 раз меньше сопротивления емкости C_{01} при допустимой величине рассеиваемой на нем мощности.

Низкая частота 50 *гц* ограничивает возможность измерения малых емкостей даже при значительном увеличении напряжения питания и применении чувствительного измерителя. Если, например, $U_0 = 530$ *в*, а предельный ток $I_п = 0,5$ *ма*, то мы получим среднее значение шкалы фарадометра $C_{01} \approx 3000$ *пф*. При расширении предела измерений в сторону малых значений C_0 (порядка тысяч и сотен пикофарад) для получения приемлемых значений напряжения U_0 питать схему приходится от внутреннего или внешнего генератора — источника напряжения повышенной частоты F порядка сотен или тысяч герц. Для обеспечения постоянства напряжения питания U_0 используют ламповые, полупроводниковые или газоразрядные ограничители. Примером лампового ограничения может служить приведенная на рис. 11-4, *б* схема двухпредельного фарадометра. В этой схеме на пределе, которому соответствует емкость $C_0 = 100$ *пф*, питание производится от внутреннего генератора частоты 5 000 *гц*. На втором пределе емкость C_0 увеличивают в 100 раз — до 10 000 *пф*, а в качестве источника питания используют сеть переменного тока частотой 50 *гц*, в 100 раз меньшей частоты внутреннего источника.

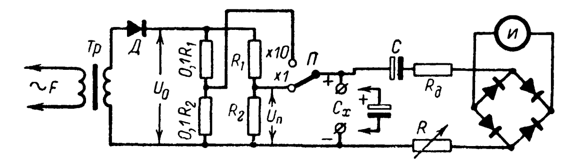


Рис. 11-5. Параллельная схема фарадометра.

Переменное напряжение частотой 5 000 или 50 *гц* подводится к управляющей сетке пентода. Режим лампы подобран таким, что при отрицательном полупериоде входного напряжения лампа заперта и напряжение на ее аноде равно напряжению $U_а$ источника анодного питания. При положительном полупериоде входного напряжения лампа отпирается и ее внутреннее сопротивление становится настолько малым, что напряжение на аноде оказывается близким к нулю. Большая величина входного синусоидального напряжения, достигающая 100 *в*, обеспечивает быстрое нарастание анодного тока лампы, вследствие чего напряжение U_0, подводимое непосредственно к измерительной схеме, имеет прямоугольную форму при строго определенной амплитуде, равной $U_а$. Отсчет измеряемых емкостей производится по шкале измерителя *И*, параллельно которому включен реостат установки «бесконечности».

Последовательные схемы фарадометров не применяются для измерения емкостей, бо́льших 1 *мкф*, из-за возрастания погрешности измерений, обусловленной необходимостью применения конденсатора C_0 большой емкости, сопротивление которого становится сравнимым с внутренним сопротивлением миллиамперметра и цепи питания.

При измерении больших емкостей находят применение фарадометры, работающие по параллельной схеме[1], один из вариантов которой показан на рис. 11-5. Питание прибора производится от сети переменного тока частотой $F = 50$ *гц* через понижающий транс-

[1] «Радио», 53—2—52, 62—7—57.

форматор *Тр*. Благодаря включению диода *Д* на делитель напряжения R_1, R_2 подается пульсирующее напряжение U_0, что позволяет использовать прибор для измерения емкостей электролитических конденсаторов. Исследуемый конденсатор C_x присоединяется параллельно резистору R_2, напряжение пульсаций на котором измеряется вольтметром выпрямительной системы. Напряжение U_0 желательно брать в несколько раз бо́льшим предела измерений вольтметра $U_п$. Сопротивления R_1 и R_2 выбирают такими, чтобы при $C_x = 0$ (т. е. при свободных входных зажимах) стрелка измерителя вольтметра отклонялась на всю шкалу. Точная установка нуля фарадометра производится перед началом измерений, например с помощью реостата R, включенного последовательно с вольтметром, посредством шунтирования измерителя вольтметра или другим способом, не влияющим существенно на общее сопротивление измерительной цепи. Включение емкости C_x приводит к уменьшению напряжения пульсаций на сопротивлении R_2 до значения U_x. Отсчет C_x производится по шкале емкостей вольтметра, середине которой при частоте питающей сети 50 *гц* соответствует измеряемая емкость

$$C_0 \approx \frac{1}{181R_1} \cdot \frac{U_0}{U_п}. \tag{11-10}$$

Градуировка шкалы фарадометра приближенно определяется формулой

$$\frac{U_x}{U_п} \approx \frac{C_0}{C_0 + C_x}, \tag{11-11}$$

аналогичной формуле градуировки (10-10) последовательных схем омметров.

При выбранных значениях емкости C_0 и напряжения U_0 необходимые величины сопротивлений делителя напряжений определяются по формулам:

$$R_1 = \frac{1}{181C_0} \cdot \frac{U_0}{U_п}; \tag{11-12}$$

$$R_2 = \frac{R_1}{\frac{U_0}{U_п} - 1}. \tag{11-13}$$

Изменение пределов измерений осуществляется посредством использования нескольких делителей напряжения с одинаковым коэффициентом деления $U_0/U_п$, но различными значениями сопротивлений R_1 и R_2. Электролитический конденсатор C устраняет воздействие на вольтметр постоянной составляющей выпрямленного напряжения.

Все рассмотренные схемы фарадометров имеют погрешность измерений порядка 5—10%. Выполнить их градуировку на основе расчета не всегда удается вследствие влияний различных трудно учитываемых факторов, например внутреннего сопротивления цепи питания, нелинейности шкалы напряжений вольтметра и т. п. Поэтому при регулировке и градуировке фарадометров необходимо использовать магазины емкостей или наборы конденсаторов с допусками по емкости не более 5%.

Задача 11-1. Рассчитать последовательную схему фарадометра (рис. 11-3) на предел измерений от $C_н = 200$ *пф* до $C_м = 20\,000$ *пф* при условии, что напряжение питания не должно превышать 100 *в*. В приборе применить в качестве измерителя миллиамперметр на ток $I_п = 5$ *ма*.

Указание. Емкость, соответствующая середине шкалы прибора,

$$C_0 \approx \sqrt{C_н C_м}. \qquad (11\text{-}14)$$

Ответ: $C_0 = 2\,000$ *пф*; $F \geqslant 4$ *кгц*. При выборе $F = 5$ *кгц* $U_0 \geqslant 80$ *в*, $R < 5$ *ком*.

Задача 11-2. Произвести поверочный расчет трехпредельного фарадометра, работающего по схеме (рис. 11-4, *а*) со следующими данными: $F = 50$ *гц*; $I_п = 0{,}5$ *ма*; пределы измерений 300—30 000 *пф*, 3 000 *пф* — 0,3 *мкф* и 0,03—3 *мкф*.

Данные расчета приведены на схеме.

Задача 11-3. Рассчитать параллельную схему фарадометра (рис. 11-5) на пределы измерений 0,1—10 и 1—100 *мкф*, если напряжение питания $U_0 = 120$ *в*, а вольтметр прибора имеет предел измерений $U_п = 10$ *в*.

Ответ: 1) $C_0 = 1$ *мкф*; $R_1 = 66$ *ком*; $R_2 = 6$ *ком*; 2) $C_0 = 10$ *мкф*; $R_1 = 6{,}6$ *ком*; $R_2 = 600$ *ом*.

11-4. КОНДЕНСАТОРНЫЕ ФАРАДОМЕТРЫ

Конденсаторные фарадометры характеризуются широким диапазоном измеряемых емкостей, малой погрешностью и равномерной шкалой. Их действие основано на измерении среднего значения тока заряда или разряда исследуемого конденсатора, периодически перезаряжаемого с переменным напряжением известной частоты F*.

Рассмотрим схему измерительной части фарадометра, приведенную на рис. 11-6, *а*, питаемую импульсным напряжением *u* прямоугольной формы, поступающим от генератора импульсов. Во время действия импульса через диод *Д* происходит быстрый заряд конденсатора C_x до максимального напряжения $U_м$. В интервале между импульсами конденсатор разряжается через измеритель *И* (микроамперметр магнитоэлектрической системы) до начального напряжения $U_н$. При установившемся режиме количество электричества, сообщаемое конденсатору за один период при заряде и полностью отдаваемое им же при разряде,

$$Q = C_x (U_м - U_н) = C_x U_{имп},$$

где $U_{имп} = U_м - U_н$ — есть амплитуда импульса.

При частоте следования входных импульсов F среднее значение тока через измеритель, создаваемого периодическими разрядами конденсатора C_x,

$$I_x = QF = C_x U_{имп} F.$$

* «Радио», 57—6—50, 58—12—53, 59—9—40, 62—4—58, 62—12—48, 65—4—51.

При стабильных значениях $U_{имп}$ и F измеритель можно снабдить равномерной шкалой, проградуированной в значениях C_x в соответствии с формулой

$$C_x = \frac{I_x}{U_{имп}F}. \qquad (11\text{-}15)$$

Предельное значение измеряемых емкостей

$$C_п = \frac{I_и}{U_{имп}F}, \qquad (11\text{-}16)$$

где $I_и$ — ток полного отклонения измерителя. Для сглаживания пульсации и устранения колебаний стрелки измерителя служит конденсатор C.

Результаты не изменятся, если измеритель включить в цепь зарядного тока последовательно с диодом $Д_1$ (рис. 11-6, *б*); тогда раз-

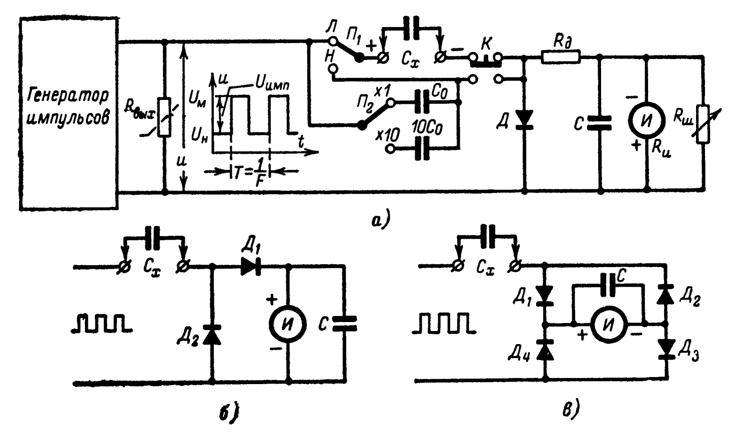


Рис. 11-6. Схемы измерительной части конденсаторных фарадометров.

рядный ток конденсатора C_x будет замыкаться через диод $Д_2$. При измерении малых емкостей иногда применяют двухполупериодную схему включения измерителя (рис. 11-6, *в*). В этом случае через измеритель протекают в одном и том же направлении и зарядный и разрядный токи конденсатора C_x, среднее значение тока удваивается, что позволяет получить нужный предел измерений при напряжении $U_{имп}$ и частоте F, вдвое меньших, чем в предыдущих схемах.

Пределы измерений фарадометра задаются величинами $C_п$ и для их обеспечения при переключении пределов изменяют частоту следования импульсов

$$F = \frac{I_и}{U_{имп}C_п}. \qquad (11\text{-}17)$$

Перед началом измерений на каждом пределе производится точная калибровка фарадометра, для чего к нему присоединяют (нажа-

тием кнопки K) образцовый конденсатор с емкостью $C_0 = C_п$ (рис. 11-6, *а*); при этом добиваются отклонения стрелки измерителя до конца шкалы посредством плавной регулировки частоты F, амплитуды импульсов $U_{имп}$ или чувствительности измерителя (с помощью шунтирующего реостата $R_ш$). Так как шкала фарадометра равномерна, то погрешность его измерений в основном определяется точностью подбора требуемой величины емкости C_0, отклонение которой от номинала не должно превышать 1—5%.

Для получения правильных результатов измерений необходимо, чтобы за один период входного напряжения u конденсатор C_x успевал полностью зарядиться и разрядиться (в пределах напряжений $U_м - U_н$). Это обеспечивается при прямоугольной форме входных импульсов и надлежащем выборе частоты их следования F. Импульсы прямоугольной формы могут непосредственно генерироваться ламповыми или транзисторными мультивибраторами (см. § 16-9). Их можно также получить посредством формирования из синусоидальных колебаний; в последнем случае генератор импульсов состоит из источника гармонических колебаний, например сети переменного тока, и ограничителя амплитуды.

Как известно, в цепи с резистором R и конденсатором C длительность заряда (разряда) конденсатора определяется постоянной времени $\tau = RC$ и практически не превышает 5τ. Для того чтобы заряд (разряд) конденсатора полностью заканчивался в течение полупериода $T/2$ напряжения частоты F, необходимо выполнение условия

$$5RC = 5\tau \leqslant \frac{T}{2} = \frac{1}{2F},$$

которое удовлетворяется на частоте

$$F \leqslant \frac{1}{10RC}. \tag{11-18}$$

Принимая максимально возможное сопротивление цепей заряда и разряда $R = 10$ *ком* (с учетом выходного сопротивления генератора импульсов $R_{вых}$), получаем практическую формулу для выбора частоты следования импульсов:

$$F\left[\frac{имп}{сек}\right] \leqslant \frac{10^7}{C_{п\,[пф]}}. \tag{11-19}$$

В большинстве случаев в последнем условии принимают знак равенства, так как выбор более высоких частот облегчает измерение больших емкостей. Тогда верхним пределам измерений $C_п = 100$, 1 000, 10 000 *пф* и 0,1 *мкф* будут соответствовать частоты $F = 100$, 10, 1 *кгц* и 100 *гц*.

Условие (11-19) и уравнение (11-17) определяют необходимую амплитуду импульсов:

$$U_{имп} \geqslant 0,1 I_{и\,[мка]}. \tag{11-20}$$

Например, при работе с измерителем, имеющим ток полного отклонения $I_и = 200$ *мка*, требуется амплитуда импульсов $U_{имп} \geqslant 20$ *в*. Отсюда вытекает желательность применения в приборе чувствительного измерителя.

При работе фарадометра (рис. 11-6, *а*) сопротивление $R_д$ выбирается таким, чтобы сопротивление цепи измерителя $R_д + R_и$ значительно превышало (по крайней мере в десятки раз) прямое сопротивление диода *Д*; в то же время оно не должно увеличивать общее сопротивление цепи разряда сверх допустимого значения (~ 10 *ком*). Если оба условия не удается одновременно удовлетворить, то вместо сопротивления $R_д$ включают диод, пропускающий ток разряда. При расчете элементов схемы следует учитывать выходное сопротивление $R_{вых}$ генератора импульсов, которое в зависимости от схемы генератора может быть постоянным или (чаще) является нелинейным, возрастая во время действия импульса и резко уменьшаясь при его исчезновении.

Конденсаторные фарадометры редко применяются для измерения емкостей менее 100 *пф* из-за трудности генерирования прямоугольных импульсов с высокой частотой повторения и возрастания погрешности, обусловленной усилением паразитных связей. Трудности возникают и при расширении пределов измерений фарадометра в сторону больших емкостей. Так, например, при выборе пределов $C_п = 1$ и 10 *мкф* согласно условию (11-19) необходимо питать схему импульсами с частотами повторения соответственно 10 и 1 *гц*, однако при этом отсчет по измерителю становится невозможным из-за сильных вибраций его стрелки, которые не удается устранить увеличением емкости конденсатора *С*. При необходимости измерения больших емкостей измерительную схему питают импульсами с частотой повторения порядка 50 *гц* (для получения этих импульсов можно использовать напряжение сети переменного тока); одновременно для выполнения условия (11-18) уменьшают постоянную времени цепей заряда и разряда посредством выбора схемы генератора импульсов с весьма малым выходным сопротивлением (порядка десятков ом) и шунтирования измерителя. Последнее приводит к возрастанию тока полного отклонения измерителя до нескольких миллиампер, что облегчает выполнение равенства (11-17). При этом приходится применять автоматическую коммутацию цепей заряда и разряда, управляемую входными импульсами.

Помимо линейной шкалы емкостей, конденсаторные фарадометры могут иметь нелинейную шкалу с градуировкой от 0 до ∞, подобную шкалам параллельных схем омметров (см. рис. 10-12). Характер шкалы (линейная — *Л*, нелинейная — *Н*) определяется установкой переключателя $П_1$ (рис. 11-6, *а*). В положении переключателя *Н* исследуемый конденсатор C_x включается последовательно с образцовым конденсатором C_0, емкость которого задает предел измерений фарадометра и соответствует середине его нелинейной шкалы.

11-5. ИЗМЕРЕНИЕ ЕМКОСТЕЙ МЕТОДОМ ЗАМЕЩЕНИЯ

Данный метод основан на сравнении действия, оказываемого измеряемой емкостью C_x и образцовой емкостью C_0 на режим измерительной схемы [1].

Простейшая схема измерений, в которой емкости C_x и C_0 сравниваются по величине их сопротивления переменному току, приведена на рис. 11-7. При включении емкости C_x потенциометром *R* устанав-

[1] «Радио», 51—4—53, 54—4—59, 61—12—43, 65—7—50.

ливают в цепи ток, удобный для отсчета или контроля по миллиамперметру переменного тока *mA* или другому низкоомному индикатору, реагирующему на изменение переменного тока (например, по яркости свечения лампочки накаливания). Затем вместо емкости C_x включают в цепь магазин емкостей или градуированный переменный конденсатор и изменением его емкости C_0 добиваются прежнего показания индикатора. Это будет иметь место при $C_0 = C_x$. Погрешность измерений зависит от чувствительности индикатора и погрешности отсчета емкости C_0; она может быть получена порядка 1% и менее.

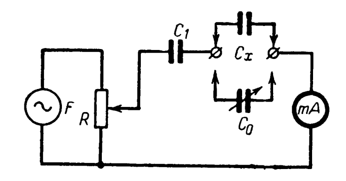


Рис. 11-7. Схема измерения емкостей методом замещения.

При измерении емкостей свыше 5 000 *пф* схему измерений можно питать от сети переменного тока с частотой $F = 50$ *гц*. При измерении малых емкостей необходим генератор, работающий на частотах порядка единиц или десятков килогерц. Во всех случаях для обеспечения безопасности индикатора в цепь включают ограничительный конденсатор C_1 или резистор.

Метод замещения в различных вариантах широко применяется в мостовых и резонансных схемах измерения емкостей.

11-6. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О МОСТАХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Для измерения параметров конденсаторов и катушек индуктивности, низких частот и других электрических величин широко применяются уравновешенные мосты переменного тока. Главное их достоинство — высокая точность измерений, достигающая в лучших образцах сотых долей процента при широком диапазоне измеряемых величин.

В общем случае мост переменного тока состоит из четырех резисторов: Z_1, Z_2, Z_3 и Z_4 (рис. 11-8), которые могут иметь активный, реактивный (емкостный, индуктивный) или комплексный (смешанный) характер. Один из резисторов, например Z_4 — измеряемый. Питание моста осуществляется от источника переменного тока частоты F, напряжение которого подводится непосредственно или через трансформатор *Тр* к одной из диагоналей моста. В другую диагональ включен индикатор нуля (гальванометр) переменного тока G.

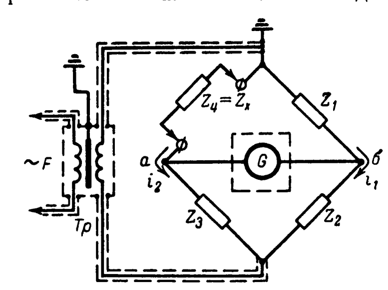


Рис. 11-8. Схема моста переменного тока.

Так же как и в мостах постоянного тока, процесс измерения сводится к уравновешиванию моста переменного тока, которое характеризуется отсутствием разности потенциалов между вершинами *а* и *б*. Для достижения равновесия необходимо, чтобы падения напряжений

на резисторах Z_1 и Z_4, а также соответственно Z_2 и Z_3 были равны по амплитуде и совпадали по фазе.

В теории мостовых схем доказывается, что условиями равновесия моста переменного тока являются:

1) равенство произведений полных сопротивлений противоположных плеч моста, т. е.

$$Z_4 Z_2 = Z_1 Z_3; \qquad (11\text{-}21)$$

2) равенство сумм фазовых углов этих же плеч, т. е.

$$\varphi_4 + \varphi_2 = \varphi_1 + \varphi_3. \qquad (11\text{-}22)$$

Если плечо моста содержит активное R и реактивное X сопротивления, включенные последовательно, то полное сопротивление плеча

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2}, \qquad (11\text{-}23)$$

а его фазовый угол определяется из формулы

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{X}{R}. \qquad (11\text{-}24)$$

Для чисто активных плеч ($X = 0$) фазовый угол $\varphi = 0$; для чисто емкостных и индуктивных плеч ($R = 0$) соответственно $\varphi = -90°$ и $\varphi = +90°$; если сопротивление плеча имеет смешанный характер, то фазовый угол по абсолютной величине меньше 90°.

Если сопротивления R и X включены параллельно, то полное сопротивление плеча

$$Z' = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X^2}}}, \qquad (11\text{-}25)$$

а фазовый угол находится из формулы

$$\operatorname{tg} \varphi' = \frac{R}{X}. \qquad (11\text{-}26)$$

В этом случае $\varphi' = 0$ при отсутствии реактивного сопротивления ($X = \infty$) и $\varphi' = \pm 90°$ при отсутствии активного сопротивления ($R = \infty$).

Для одновременного выполнения обоих условий равновесия приходится регулировать два параметра известных плеч моста; благодаря этому при уравновешенном мосте определяются два параметра измеряемого сопротивления, например его активная и реактивная составляющие.

Условие (11-21) всегда можно выполнить путем регулировки величин сопротивлений плеч моста. Второе же условие (11-22) выполнимо лишь при правильном выборе схемы моста. Оно соблюдается, если все четыре плеча состоят из одинаковых элементов — активных резисторов, конденсаторов или катушек индуктивности. С целью упрощения схемы моста два его плеча обычно составляются из активных резисторов. Если эти плечи являются смежными (рис. 11-9), то два других плеча должны содержать сопротивления одинакового характера — оба индуктивные или емкостные. Если же активные резисторы включены в противоположные плечи моста (см. рис. 12-3), то в другие плечи включаются сопротивления различного характера: одно — емкостное, а второе — индуктивное, имеющие фазовые углы разных знаков, сумма которых может быть сделана равной нулю.

В мостах переменного тока нежелательно применение катушек индуктивности (если, конечно, последние не являются объектами измерений), так как они имеют сравнительно большое активное сопротивление и через них возможно непосредственное воздействие внешних магнитных полей на измерительную схему. Кроме того, при наличии стального сердечника величина индуктивности катушки не является стабильной (см. § 12-2). В качестве регулируемых элементов мостов используются образцовые переменные резисторы и конденсаторы, а также магазины сопротивлений и емкостей.

Мосты, условия равновесия которых зависят от частоты, называются частотозависимыми; они используются в основном для измерения частоты. При других измерениях применяются преимущественно частотонезависимые мосты, в условия равновесия которых частота не входит. Однако из-за наличия паразитных емкостных связей между элементами моста и по отношению к окружающим предметам мост, уравновешенный для тока основной частоты, может оказаться неуравновешенным для гармонических составляющих тока; при питании такого моста от источника несинусоидального напряжения ток через индикатор не будет уменьшаться до нуля, что затрудняет уравновешивание моста и увеличивает погрешность измерений. Поэтому питание мостов желательно производить от источников синусоидального напряжения; для уменьшения влияния гармоник в цепи питания иногда устанавливают фильтр.

Мосты, питаемые от сети переменного тока, трудно использовать для измерения малых емкостей и индуктивностей; на частоте 50 *гц* сопротивление первых оказывается чрезмерно большим, а вторых — ничтожно малым. Поэтому мосты, особенно универсального назначения, обычно питают от простейших ламповых или транзисторных генераторов типа *LC* или *RC*, работающих на одной или нескольких фиксированных частотах в пределах до 1 000 *гц* (см. § 8-2 и 8-5). Паразитные связи на этих частотах проявляются сравнительно слабо при условии выполнения ряда защитных мер, к числу которых относятся: 1) удаление генератора от измерительной схемы; 2) применение симметрирующего трансформатора для подключения индикатора нуля; 3) экранировка генератора, силового и симметрирующего трансформаторов и проводов питания; 4) заземление вершины моста, соединенной с источником питания, измеряемым элементом и регулируемым плечом; 5) выполнение лицевой панели из металла для устранения влияния руки оператора. Высокочастотные источники питания применяются редко вследствие трудности устранения на высоких частотах влияния паразитных связей.

Индикатором нуля при частотах питания до 100 *гц* обычно служит вибрационный гальванометр (например, типа М501), который представляет собой прибор магнитоэлектрической системы с очень легкой подвижной частью, настраиваемой в резонанс и колеблющейся с частотой переменного тока и амплитудой, пропорциональной току в индикаторной диагонали. В мостах, питаемых от источников звуковой частоты, в качестве индикаторов нуля применяют: приборы выпрямительной системы; электронные индикаторы (милливольтметры), построенные по схеме типа усилитель — детектор и использующие в качестве указателя стрелочный измеритель или электронносветовой индикатор (например, типа 6Е5С); осциллографические индикаторы (например, типа У2-2 или ИНО-3), обладающие в отличие от других индикаторов фазочувствительностью, что позволяет определять на-

правление в котором следует производить уравновешивание моста.

Наиболее простыми, дешевыми и в то же время весьма чувствительными индикаторами нуля являются головные телефоны. При их применении мост уравновешивают по минимальной слышимости тона основной частоты, что уменьшает ошибку измерений, обусловленную действием гармоник, и позволяет применить для питания моста простейший генератор, например зуммерный.

При расчете мостовых схем следует учитывать, что взаимная перемена местами индикаторной диагонали и диагонали питания может сказаться лишь на чувствительности моста, не вызывая нарушения условий его равновесия.

Сложность, а следовательно, и длительность уравновешивания являются главным недостатком мостов переменного тока. С этой точки зрения определенные преимущества имеют неуравновешенные и автоматические мосты переменного тока, основанные на принципах, изложенных в § 10-10.

В неуравновешенных мостах переменного тока величина и фаза выходного напряжения на зажимах индикаторной диагонали зависят как от величины, так и от характера измеряемого сопротивления Z_x. При сравнительно малом отклонении от состояния равновесия активная и реактивная составляющие выходного напряжения оказываются примерно пропорциональными приращениям соответствующих составляющих измеряемого сопротивления относительно тех значений, при которых мост уравновешен. Посредством двух фазочувствительных систем, работающих со сдвигом фаз 90°, удается разделить составляющие выходного напряжения, которые раздельно измеряются двумя индикаторами, градуируемыми непосредственно в значениях активной и реактивной составляющих сопротивления Z_x.

В автоматических мостах переменного тока выделенные фазочувствительными системами составляющие выходного напряжения приводят в действие два электродвигателя, которые посредством приводов воздействуют на элементы регулировки мостовой схемы до достижения состояния равновесия.

11-7. МОСТОВЫЕ СХЕМЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ КОНДЕНСАТОРОВ

Мосты, применяемые для измерения параметров конденсаторов, разделяются на магазинные и реохордные (линейные). Магазинные мосты сложнее реохордных, однако они обеспечивают более высокую точность измерений и имеют равномерные отсчетные шкалы.

На рис. 11-9, *а* приведена схема магазинного моста, широко используемая в приборах промышленного изготовления [1]. Уравновешивание моста осуществляется с помощью образцовых элементов: конденсатора переменной емкости C_1 и резистора переменного сопротивления R_1. Если мост рассчитывается на измерение сравнительно небольших емкостей (меньших 0,01 *мкф*), для которых потери на низких частотах очень малы, то резистор R_1 может отсутствовать.

---

[1] «Радио», 61—3—55.

Применяя к рассматриваемой схеме условие равновесия (11-21), получаем:

$$R_2\sqrt{R_x^2+\frac{1}{(2\pi FC_x)^2}}=R_3\sqrt{R_1^2+\frac{1}{(2\pi FC_1)^2}}.$$

Учитывая, что $\varphi_2=\varphi_3=0$, второе условие равновесия (11-22) можно записать в виде равенства $\varphi_x=\varphi_1$, или $\operatorname{tg}\varphi_x=\operatorname{tg}\varphi_1$, или окончательно на основе формулы (11-24):

$$\frac{1}{2\pi FC_xR_x}=\frac{1}{2\pi FC_1R_1}.$$

Решая совместно приведенные выше уравнения, находим:

$$C_x=C_1\frac{R_2}{R_3}, \qquad (11\text{-}27)$$

$$R_x=R_1\frac{R_3}{R_2}. \qquad (11\text{-}28)$$

Следовательно, при постоянном отношении плеч R_2/R_3 конденсатор C_1 и резистор R_1 можно снабдить шкалами, проградуированными соответственно в значениях емкостей C_x и сопротивлений потерь

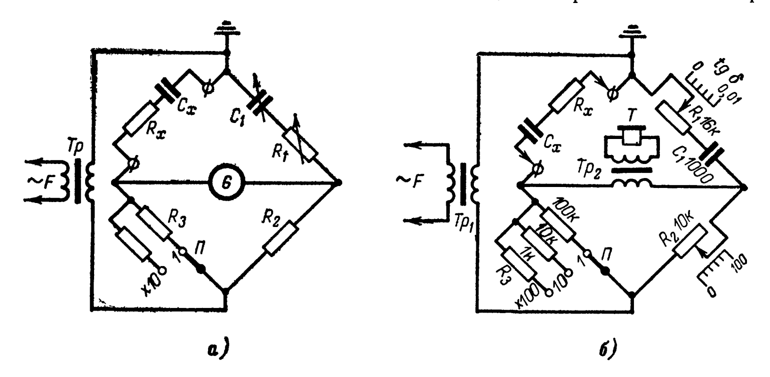


Рис. 11-9. Схемы магазинных мостов для измерения параметров конденсаторов.

R_x. Расширение диапазона измерений производится изменением в 10-кратном отношении сопротивления одного из активных резисторов, например R_3. Достоинством моста является возможность его быстрого уравновешивания, так как регулировки, осуществляемые конденсатором C_1 и резистором R_1, независимы друг от друга.

С целью упрощения конструкции в некоторых мостах конденсатор C_1 берется постоянной емкости, а в качестве регулируемых элементов используются два резистора переменного сопротивления, например R_1 и R_2. Схема подобного моста приведена на рис. 11-9, *б*. Из формул (11-27) и (11-28) следует, что обе регулировки данного моста оказываются взаимосвязанными, поэтому его уравновешивание,

контролируемое по минимальной слышимости тона основной частоты F в телефонах T, достигается способом последовательного приближения к минимуму путем поочередного изменения величин R_1 и R_2. Отсчет емкостей C_x производится по шкале резистора R_2 с учетом множителя, определяемого сопротивлением резистора R_3. Так как непосредственный отсчет сопротивлений потерь R_x оказывается невозможным, то шкала резистора R_1 градуируется в значениях тангенса угла потерь

$$\operatorname{tg}\delta = 2\pi F C_x R_x = 2\pi F C_1 R_1, \qquad (11\text{-}29)$$

который при неизменной и известной частоте F однозначно определяется величиной R_1. В справедливости последней формулы легко

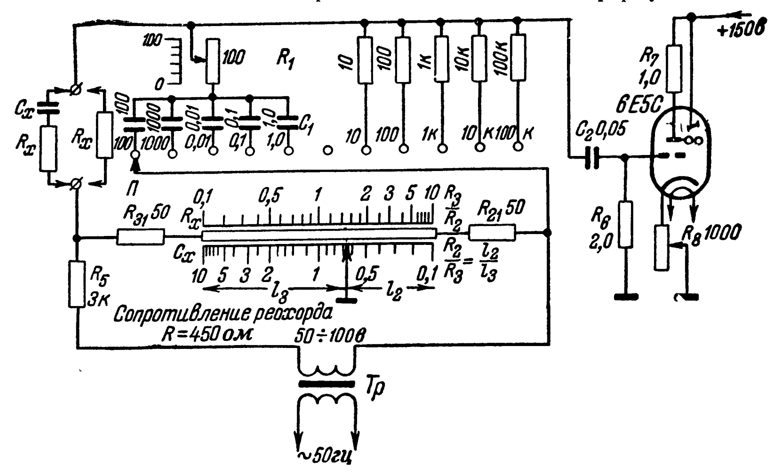


Рис. 11-10. Схема реохордного моста для измерения емкостей и сопротивлений.

убедиться, если перемножить соответственно левые и правые части равенств (11-27) и (11-28).

В любительских конструкциях часто применяются малогабаритные реохордные мосты [1], построенные на основе схемы на рис. 11-10. Здесь резисторы R_2 и R_3 заменены реохордом, позволяющим плавно изменять отношение сопротивлений плеч R_2/R_3 (см. § 10-10). Последовательно с реохордом включены ограничительные резисторы R_{21} и R_{31}, сопротивление которых берется обычно равным $R/9$, где R — сопротивление реохорда. Изменение пределов измерений емкостей производится переключением конденсаторов C_1. Уравновешивание моста достигается с помощью реохорда и резистора переменного сопротивления R_1. Измеряемая емкость C_x находится согласно формуле (11-27) как результат умножения отношения $R_2/R_3 = l_2/l_3$, отсчитываемого по нижней шкале реохорда, на величину образцовой емкости C_1. Резистор R_1 имеет шкалу, проградуированную в значениях его электрического сопротивления. Для удобства определения сопротивления потерь R_x реохорд имеет вторую (верхнюю) шкалу, програ-

[1] «Радио», 56—8—47, 57—3—34, 60—10—55, 63—10—42.

дуированную в отношениях $R_3/R_2 = l_3/l_2$. Тогда отсчет по этой шкале, умноженный на отсчет по шкале R_1, даст искомую величину R_x. Без заметного ущерба для точности измерения емкостей резистор R_1 можно исключить.

Все рассмотренные схемы наряду с измерением емкостей могут быть легко приспособлены и для измерения активных сопротивлений. Примером может служить схема (рис. 11-10), в которой на пределах измерений сопротивлений вместо емкости C_1 и переменного резистора R_1 в первое плечо моста переключателем $П$ включают постоянный образцовый резистор R_1. Измеряемое сопротивление R_x при уравновешенном мосте находится по формуле (11-28). Если желательно при измерении емкостей и активных сопротивлений пользоваться одной общей шкалой реохорда, то при переходе от одного вида измерений к другому переключают концы реохорда.

В схеме (рис. 11-10) напряжение питания подводится к реохорду, ползунок которого заземлен с целью исключения влияния руки оператора на настройку моста. Для индикации нуля применена простейшая схема с электронносветовым индикатором 6Е5С. Напряжение с индикаторной диагонали моста выпрямляется в сеточной цепи лампы, задавая на сетку отрицательный потенциал, который сужает теневой сектор на экране лампы. Приближение к положению равновесия характеризуется расширением теневого сектора вследствие уменьшения смещения на сетке лампы. Для регулировки чувствительности индикатора на различных этапах настройки моста служит резистор обратной связи R_8. Чувствительность индикатора можно значительно повысить применением каскада предварительного усиления, что позволит расширить пределы измерений в сторону больших сопротивлений и малых емкостей при одновременном повышении точности отсчета.

Для исключения влияния паразитных связей и погрешностей самого моста мостовой метод измерения емкостей совмещают с методом замещения [1]. При этом к входным зажимам моста подключают магазин емкостей и при некотором значении его емкости C_1, заведомо превышающем емкость C_x, уравновешивают мост. Затем исследуемый конденсатор подключают параллельно магазину и уменьшением емкости последнего до величины C_2 вновь уравновешивают мост. Очевидно, что измеряемая емкость $C_x = C_1 - C_2$.

11-8. РЕЗОНАНСНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛИ ЕМКОСТЕЙ

Резонансный метод применяется для измерения малых емкостей и индуктивностей, активного сопротивления, добротности, собственной или резонансной частоты настройки и других параметров радиодеталей и колебательных систем. Он основан на использовании резонансных свойств одиночных колебательных контуров, содержащих индуктивность L и емкость C; при введении в такой контур переменной э. д. с., частота которой равна собственной частоте контура

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \qquad (11\text{-}30)$$

ток в контуре и напряжение на его элементах достигают максимальных значений.

---

[1] «Радио», 65—2—47.

Резонансный измеритель емкостей, упрощенная схема которого приведена на рис. 11-11, содержит измерительный контур, состоящий из образцовой индуктивности L_0 и измеряемой емкости C_x, слабо связанный индуктивно (или через емкость) с контуром LC генератора высокой частоты [1]. Изменением емкости конденсатора C генератор настраивают в резонанс с собственной частотой f_0 измерительного

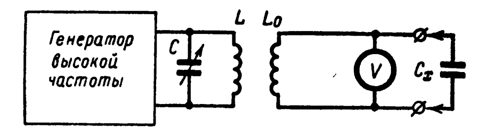


Рис. 11-11. Упрощенная схема резонансного измерителя емкостей.

контура по максимальным показаниям индикатора резонанса, например электронного вольтметра V. При известной частоте настройки генератора f_0 измеряемая емкость определяется формулой

$$C_x = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L_0}, \tag{11-31}$$

или, беря удобные для расчета единицы,

$$C_{x\,[пф]} = \frac{25\,300}{f^2_{0\,[Мгц]}\ L_{0\,[мкгн]}}. \tag{11-32}$$

При постоянном значении L_0 конденсатор C можно снабдить дополнительно к шкале частот шкалой, проградуированной непосредственно в значениях C_x.

Пределы измерений емкостей определяются величиной индуктивности L_0 и диапазоном частот генератора. Например, при $L_0 = 100$ *мкгн* и диапазоне генератора 160—3 500 *кгц* прибор будет измерять емкости от десятков пикофарад до 0,01 *мкф*. Для расширения пределов измерений емкостей при ограниченном частотном диапазоне генератора применяют несколько сменных катушек L_0 различной индуктивности, а также включают исследуемые конденсаторы в измерительный контур последовательно с конденсаторами известной емкости. Емкости более 0,01—0,05 *мкф* резонансными схемами обычно не измеряются, так как на низких частотах резонансные кривые колебательных контуров становятся тупыми, что затрудняет фиксацию резонанса.

В качестве индикаторов резонанса в резонансных измерителях используют чувствительные высокочастотные приборы, реагирующие на ток или напряжение, действующее в измерительном контуре, например электронные вольтметры со стрелочным или электронносветовым индикатором, электронные осциллографы, термоэлектрические приборы и др. К индикатору предъявляется требование, чтобы он не вносил в измерительный контур заметного затухания, притупляющего резонансную кривую контура и понижающего точность измерений.

[1] «Радио», 55—9—27, 56—8—47, 61—12—43, 62—11—53, 63—9—61, 64—6—61.

Погрешность измерения емкостей резонансным методом достигает 5—10% из-за воздействия различных паразитных связей, влияния контура генератора на резонансные свойства измерительного контура и трудности точной фиксации момента резонанса; она также зависит от устойчивости частоты генератора и точности градуировки шкалы.

При сочетании резонансного метода с методом замещения устраняется зависимость результатов измерений от точности настройки и градуировки шкалы генератора и паразитных связей, благодаря чему погрешность измерений можно снизить до 1% и менее. Для этого к измерительному контуру схемы (рис. 11-11) подключают образцовый конденсатор переменной емкости C_0 и при максимальной емкости его C_{01} настраивают генератор на резонансную частоту контура. Затем к измерительному контуру присоединяют измеряемую емкость C_x, нарушающую резонанс, и при неизменной настройке генератора уменьшением емкости C_0 до значения C_{02} восстанавливают резонанс. Очевидно, что емкость конденсатора C_0 придется уменьшить на величину C_x и, следовательно, $C_x = C_{01} - C_{02}$.

Предельное значение измеряемых емкостей при их непосредственном подключении к измерительному контуру равно разности между максимальной $C_м$ и наименьшей $C_н$ емкостями конденсатора C_0. Конденсаторы, емкость которых превышает величину $C_м - C_н$, можно подключать к контуру последовательно с постоянным конденсатором известной емкости C_1. При этом порядок измерений остается прежним, но величина измеряемой емкости подсчитывается по формуле

$$C_x = \frac{C_1 (C_{01} - C_{02})}{C_1 - (C_{01} - C_{02})}. \qquad (11\text{-}33)$$

Например, при $C_1 = 600$ *пф*; $C_{01} = 500$ *пф* и $C_{02} = 100$ *пф* получаем $C_x = 1\,200$ *пф*.

Применяя несколько сменных конденсаторов C_1 можно получить ряд пределов измерений. Если для каждого предела задаться предельным значением измеряемых емкостей $C_п$, то необходимая емкость дополнительного конденсатора определяется формулой

$$C_1 = \frac{C_п (C_м - C_н)}{C_п - (C_м - C_н)}. \qquad (11\text{-}34)$$

Например, при $C_п = 2\,000$ *пф*, $C_м = 500$ *пф* и $C_н = 20$ *пф* необходима емкость $C_1 = 630$ *пф*.

Погрешность измерений емкостей можно значительно уменьшить, применяя гетеродинный метод измерения (метод нулевых биений). На рис. 11-12 в упрощенном виде показана одна из возможных схем такого прибора, который содержит два однотипных высокочастотных генератора и детекторный (смесительный) каскад на пентоде. Частоту колебаний одного из генераторов можно плавно изменять конденсатором переменной емкости C. Нагрузкой второго генератора является измерительный контур L_0, C_x, определяющий частоту

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 C_x}}$$

генерируемых колебаний. Колебания обоих генераторов подводятся к различным сеткам детекторной лампы. Изменением емкости C генератор *I* настраивают точно на частоту f_0 генератора *II* по нулевым

биениям (см. § 16-5), которые фиксируются с помощью телефонов *T*, включенных в анодную цепь детекторной лампы. Шкала конденсатора *C* градуируется в значениях C_x.

Если оба генератора выполнить совершенно идентичными, то прибор можно успешно применить для подгонки емкостей сдвоенных и строенных блоков переменных конденсаторов. Для этого к колебательным контурам генераторов одновременно подключают по одной секции блока конденсаторов и при их максимально введенной емкос-

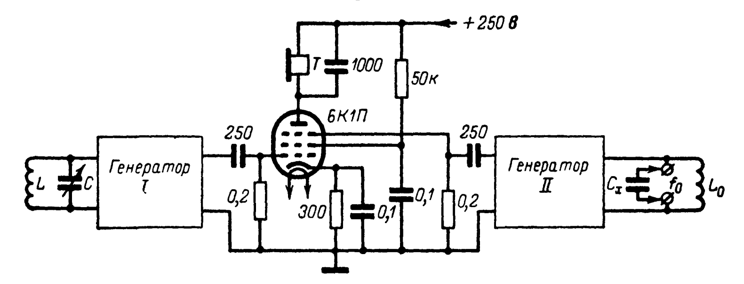


Рис. 11-12. Схема измерения емкостей гетеродинным методом.

ти добиваются нулевых биений. Если обе секции совершенно одинаковы, то при сопряженном уменьшении их емкости нулевые биения должны сохраняться.

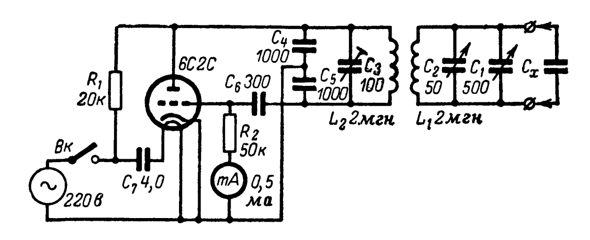


Рис. 11-13. Схема резонансного измерителя емкостей, использующего явление поглощения.

На рис. 11-13 приведена схема резонансного измерителя емкостей, основанного на использовании **явления поглощения** (абсорбции) [1]. Прибор содержит маломощный ламповый (или транзисторный) гетеродин (генератор), который обычно выполняется по схеме с емкостной обратной связью. С колебательным контуром гетеродина индуктивно связан измерительный контур L_1 C_1 C_2. Связь между контурами устанавливается сравнительно сильной для обеспечения заметного влияния измерительного контура на режим гетеродина. В качестве индикатора резонанса используется миллиамперметр постоянного тока *mA* с пределом измерений порядка 1 *ма*, включенный в цепи сетки генераторной лампы.

---

[1] «Радио», 65—4—55.

При настройке измерительного контура в резонанс с частотой гетеродина сопротивление контура становится чисто активным, а энергия, поглощаемая им от гетеродина оказывается наибольшей; это вызывает резкое уменьшение постоянной составляющей сеточного тока лампы, измеряемой миллиамперметром *mA*, по сравнению с током, протекающим при отсутствии резонанса. Возможно также включение миллиамперметра *mA* (с пределом измерений до 10 *ма*) в цепь постоянной составляющей анодного тока лампы последовательно с резистором R_1; в этом случае при резонансе показания прибора будут резко увеличиваться.

Для повышения точности измерения малых емкостей измерительный контур содержит два параллельно включенных конденсатора переменной емкости C_1 и C_2 с максимальной емкостью порядка 500 и 50 *пф*. Первоначально оба конденсатора устанавливаются в положение максимальной емкости и с помощью подстроечного конденсатора C_3 добиваются резонансной настройки гетеродина по минимуму показаний миллиамперметра. Затем, присоединив к контуру емкость C_x, в зависимости от величины последней изменением одной из емкостей C_1 или C_2 вновь добиваются резонанса. Для удобства отсчета шкалы конденсаторов C_1 и C_2 можно проградуировать непосредственно в значениях C_x.

Питание приведенной схемы прибора производится от сети переменного тока; необходимый ток накала обеспечивается выбором емкости конденсатора C_7.

В резонансных схемах для питания измерительного контура может быть использован внешний высокочастотный измерительный генератор, например типа ГСС-6А (Г4-1А), а в качестве индикатора резонанса — любой чувствительный высокочастотный электронный вольтметр [1]. Резонансные измерения можно выполнить и без специальных приборов при включении измерительного контура в цепь антенны радиоприемника в качестве фильтр-пробки [2].

11-9. ИЗМЕРЕНИЕ ОЧЕНЬ МАЛЫХ ЕМКОСТЕЙ

Для работы многих высокочастотных устройств существенное значение имеют величины емкостей между электродами используемых в них радиоламп и между элементами монтажа. При больших межэлектродных и монтажных емкостях возникают затруднения в повышении частоты колебаний, возбуждаемых генераторными устройствами, усилители становятся склонными к самовозбуждению, нарушается устойчивость работы и многих других радиотехнических схем.

Межэлектродные и монтажные емкости очень малы; они лежат примерно в пределах 0,001—10 *пф*, вследствие чего представляют для токов низких частот очень большое сопротивление, соизмеримое с сопротивлениями утечек между электродами лампы, элементами монтажа или зажимами измерительных приборов. Поэтому измерение их может быть осуществлено лишь при помощи измерительных схем, питаемых источниками высоких частот (порядка сотен килогерц и выше).

В приборах промышленного изготовления измерение очень малых емкостей производят мостовыми и резонансными схемами в сочета-

---

[1] «Радио», 64—6—53, 65—3—54.
[2] «Радио», 57—10—41.

нии с методом замещения. При этом используются конденсаторы переменной емкости специальной конструкции, позволяющие производить отсчет очень малых изменений емкости. Приборы снабжаются чувствительными индикаторами, реагирующими на ничтожные изменения величины измеряемой емкости. Специальные меры принимаются для устранения различных паразитных связей между цепями, что приводит к усложнению схемы и конструкции прибора.

При наличии высокочастотного измерительного генератора и радиоприемника измерения очень малых емкостей можно производить по схеме на рис. 11-14. Последовательно с измеряемой емкостью C_x включают известную емкость C_0 порядка 10—50 *пф*. К этой цепи подводят от генератора напряжение требуемой высокой частоты, модулированное по амплитуде. Небольшая часть этого напряжения снимается с емкости C_0 и подается непосредственно на сетку первой лампы приемника, от которой отсоединяют входную цепь (исключая резистор утечки R_1). Генератор настраивают на частоту

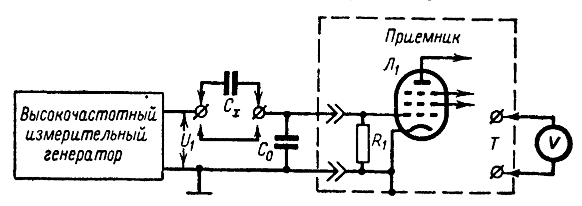


Рис. 11-14. Схема измерения очень малых емкостей.

приемника по максимальным показаниям вольтметра переменного тока V, включенного на выходе приемника; при этом напряжение U_1 устанавливают такой величины, чтобы получить удобный отсчет по вольтметру V. Затем зажимы C_x закорачивают, а напряжение, подводимое от генератора, уменьшают до значения U_2, при котором вольтметр V даст прежнее показание. Величину измеряемой емкости подсчитывают по формуле

$$C_x = (C_0 + C_{\text{вх}}) \frac{U_2}{U_1 - U_2}, \qquad (11\text{-}35)$$

где $C_{\text{вх}}$ — входная емкость приемника, которую определяют заранее (если ею нельзя пренебречь по сравнению с C_0).

При разработке схемы и методики измерения очень малых емкостей часто приходится учитывать необходимость устранения влияния цепей, включенных параллельно измеряемой емкости. В качестве примера рассмотрим возможную методику измерения схемой на рис. 11-14 статических межэлектродных емкостей триода, изображенного на рис. 11-15, *а*. Параллельно любой из емкостей триода включены последовательно соединенные две другие емкости, так что непосредственное измерение емкости между электродами даст завышенные результаты. Поэтому измерение проводят в следующем порядке. Сперва измеряют емкость C_1 между сеткой и катодом при аноде, закороченном на катод (рис. 11-15, *б*). Затем между этими же электродами измеряют емкость C_2 при аноде, закороченном на сетку (рис. 11-15, *в*). И, наконец, измеряют емкость C_3 между анодом и ка-

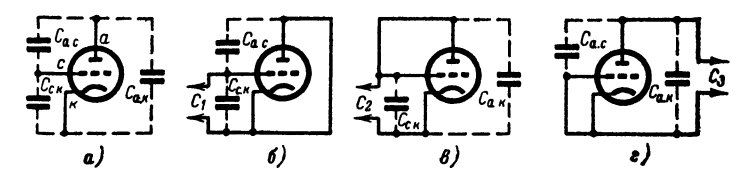


Рис. 11-15. Принцип измерения межэлектродных емкостей триода.

тодом при сетке, соединенной с катодом (рис. 11-15, *г*). Очевидно, что измеренные емкости равны:

$$C_1 = C_{\text{с.к}} + C_{\text{а.с}};$$

$$C_2 = C_{\text{с.к}} + C_{\text{а.к}};$$

$$C_3 = C_{\text{а.к}} + C_{\text{а.с}}.$$

При совместном решении приведенных выше уравнений получаем:

$$C_{\text{с.к}} = \frac{C_1 + C_2 - C_3}{2}; \tag{11-36}$$

$$C_{\text{а.с}} = \frac{C_1 + C_3 - C_2}{2}; \tag{11.37}$$

$$C_{\text{а.к}} = \frac{C_2 + C_3 - C_1}{2}. \tag{11-38}$$

При измерении межэлектродных емкостей мостовым методом правильным включением исследуемой лампы можно исключить влияние параллельных цепей на результаты измерения. Примером может служить схема резистивно-емкостного моста переменного тока, приведенная на рис. 11-16. Два электрода исследуемой лампы, например анод и катод, емкость между которыми $C_{\text{а.к}}$ измеряется, подключаются к зажимам C_x и образуют одно из плеч моста. Третий электрод (а в случае многосеточной лампы — все остальные электроды, соединенные вместе) присоединяют к вершине моста *Б*. В этом случае малая емкость лампы $C_{\text{а.с}}$ оказывается включенной параллельно емкости C_1 и при достаточно большой величине последней практически не влияет на баланс моста. Вторая емкость ($C_{\text{с.к}}$) включена параллельно источнику питания и на результаты измерения также не влияет. Мост уравновешивают по минимальным пока-

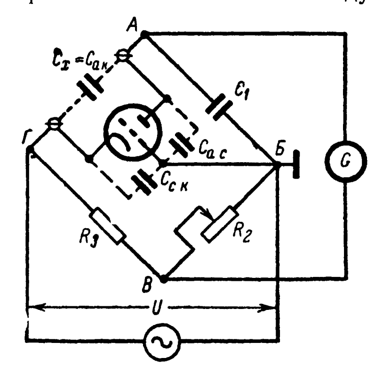


Рис. 11-16. Схема измерения межэлектродных емкостей триода мостом переменного тока.

заниям индикатора нуля переменного тока G путем изменения электрической величины одного из плеч моста, например резистора R_2. При уравновешенном мосте измеряемая емкость определяется по формуле

$$C_x = C_1 \frac{R_2}{R_3}. \qquad (11\text{-}39)$$

Очевидно, что при постоянных и известных значениях емкости C_1 и сопротивления R_3 переменный резистор R_2 может иметь градуировку непосредственно в значениях измеряемых емкостей.

При измерении межэлектродных емкостей следует выводы электродов присоединять к измерительному прибору непосредственно или очень короткими проводниками.

Задача 11-4. Определить межэлектродные емкости триода 6С1Ж, если при его испытании по схеме на рис. 11-14 и использовании образцовой емкости $C_0 = 40$ *пф* трем вариантам включения по схемам на рис. 11-15, *б*, *в* и *г* соответствовали следующие результаты измерений:

б — $U_1 = 2\,120$ *мкв*; $U_2 = 120$ *мкв*;
в — $U_1 = 3\,120$ *мкв*; $U_2 = 120$ *мкв*;
г — $U_1 = 2\,520$ *мкв*; $U_2 = 120$ *мкв*.

Ответ: $C_{с.к} = 1$ *пф*; $C_{а.с} = 1{,}4$ *пф*; $C_{а.к} = 0{,}6$ *пф*.

ГЛАВА ДВЕНАДЦАТАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ

12-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Основным параметром, характеризующим контурные катушки, дроссели, трансформаторы, является **индуктивность** L. В высокочастотных цепях применяются катушки с индуктивностью от сотых долей микрогенри до десятков миллигенри; катушки, используемые в низкочастотных цепях, имеют значительно бóльшую индуктивность, вплоть до десятков и сотен генри. Требуемая точность измерения индуктивности катушек зависит от их назначения. Высокая точность порядка 1% желательна при измерении индуктивности катушек, входящих в состав колебательных контуров. В большинстве других случаев допустима погрешность измерения до 10—15%.

Каждая катушка, помимо индуктивности L, характеризуется также некоторой собственной (межвитковой) емкостью C_L и активным сопротивлением потерь R_L, распределенными по ее длине. Приближенно можно считать, что L, C_L и R_L сосредоточены и образуют замкнутую колебательную цепь (рис. 12-1, *а*) с собственной резонансной частотой

$$f_L = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_L}}. \qquad (12\text{-}1)$$

Вследствие влияния емкости C_L при измерении на высокой частоте f определяется не истинная индуктивность L, а ее действующее или динамическое значение

$$L_д = \frac{L}{1 - 4\pi^2 f^2 L C_L} = \frac{L}{1 - \frac{f^2}{f_L^2}}, \qquad (12\text{-}2)$$

которое может заметно отличаться от индуктивности L, измеренной на низких частотах.

С повышением частоты сильно возрастают потери в катушках индуктивности, обусловленные поверхностным эффектом, излучением энергии, токами смещения в изоляции обмотки и каркасе, вихревыми токами в сердечнике. Поэтому действующее сопротивление катушки

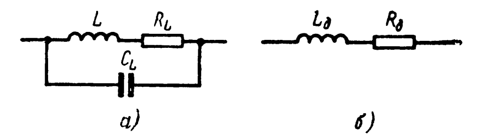


Рис. 12-1. Эквивалентная схема катушки индуктивности.

$R_д$ может значительно превышать ее омическое сопротивление R_L, измеренное омметром или мостом постоянного тока. От частоты измерения f зависит и добротность катушки

$$Q_L = \frac{2\pi f L_д}{R_д}. \qquad (12.3)$$

На рис. 12-1, *б* представлена эквивалентная схема катушки с учетом ее действующих параметров. Так как значения всех параметров зависят от частоты, то испытание катушек индуктивности, особенно высокочастотных, желательно проводить при частоте питания измерительной схемы, соответствующей их рабочему режиму. При определении результатов испытания индекс «д» обычно опускают.

Для измерения параметров катушек индуктивности применяются методы вольтметра—амперметра, мостовой и резонансный [1]. Перед испытанием катушка должна быть проверена на отсутствие в ней обрыва и короткозамкнутых витков. Обрыв легко обнаруживается с помощью любого омметра или пробника. Проверка на отсутствие короткого замыкания может производиться помещением испытуемой катушки вблизи другой катушки, входящей в состав колебательного контура генератора [2] или составляющей одно из плеч уравновешенного моста переменного тока [3]. Катушка с короткозамкнутыми витками будет вносить в связанную с нею цепь большие активные потери и реактивное сопротивление, уменьшающие добротность и действующую индуктивность цепи; в результате произойдет срыв колебаний генератора или резкое нарушение равновесия моста. В специальных уст-

[1] «Радио», 54—4—58, 61—9—57, 66—3—43.
[2] «Радио», 60—8—19, 61—10—57, 62—9—57, 63—11—41, 63—12—56.
[3] «Радио», 53—3—50, 54—6—28.

ройствах катушка измерительной цепи и испытуемая катушка насаживаются на общий сердечник с целью усиления связи между ними. Для проверки катушки можно использовать и радиоприемник [1]. Для этого приемник настраивают на какую-либо хорошо слышимую станцию, после чего вблизи одной из его контурных катушек (желательно на одной оси с нею) помещают испытуемую катушку. При наличии короткозамкнутых витков громкость приема резко уменьшается. Уменьшение громкости может иметь место и в том случае, если частота настройки приемника окажется близкой к собственной частоте испытуемой катушки. Поэтому во избежание ошибки следует испытание повторить при настройке приемника на какую-либо другую станцию, достаточно удаленную от первой по частоте.

Приближенные измерения параметров катушек индуктивности могут производиться с помощью электронного осциллографа [2].

12-2. ИЗМЕРЕНИЕ ИНДУКТИВНОСТЕЙ МЕТОДОМ ВОЛЬТМЕТРА — АМПЕРМЕТРА

Метод вольтметра — амперметра применяется для измерения сравнительно больших индуктивностей при питании измерительной схемы от источника низкой частоты $F = 50 \div 1\,000$ *гц*.

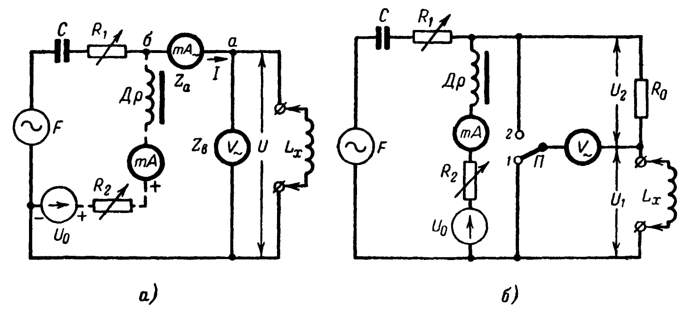


Рис. 12-2. Схемы измерения индуктивности катушек методом вольтметра — амперметра.

Схема измерений представлена на рис. 12-2, *а*. Полное сопротивление индуктивности Z рассчитывается по формуле (11-4) на основе показаний приборов переменного тока $V\sim$ и $mA\sim$. Верхний (по схеме) вывод вольтметра присоединяют к точке *а* при $Z \ll Z_в$ и к точке *б* при $Z \gg Z_а$, где $Z_в$ и $Z_а$ — полные входные сопротивления соответственно вольтметра $V\sim$ и миллиамперметра $mA\sim$. Если потери малы, т. е. $R \ll X = 2\pi F L_x$, то измеряемая индуктивность определяется формулой

$$L_x = \frac{U}{2\pi F I}. \qquad (12\text{-}4)$$

---

[1] «Радио», 51—1—25, 55—5—33.

[2] «Радио», 52—8—59, 59—9—60, 61—6—37, 61—8—55, 62—7—61, 66—3—44.

Катушки большой индуктивности с целью уменьшения их габаритов обычно изготовляются со стальными сердечниками. Наличие последних приводит к нелинейной зависимости магнитного потока от величины тока, протекающего через катушку. Эта зависимость становится особенно сложной для катушек, работающих с подмагничиванием, через обмотки которых протекают одновременно переменный и постоянный токи (к таким катушкам относятся дроссели фильтров выпрямителей, заградительные дроссели, первичные обмотки межкаскадных и выходных трансформаторов). Поэтому индуктивность катушек со стальными сердечниками зависит от величины и характера протекающего через них тока. Например, при большой постоянной составляющей тока происходит магнитное насыщение сердечника и индуктивность катушки резко уменьшается. Кроме того, проницаемость сердечника и индуктивность катушки зависят от частоты переменного тока. Отсюда следует, что измерение индуктивности катушек со стальными сердечниками следует проводить в условиях, близких к их рабочему режиму. В схеме (рис. 12-2, *а*) это обеспечивается при дополнении ее цепью постоянного тока, показанной пунктиром. Необходимый ток подмагничивания устанавливается реостатом R_2 и контролируется миллиамперметром постоянного тока *mA*. Разделительный конденсатор *C* и дроссель *Др* разделяют цепи питания постоянного и переменного тока, устраняя взаимное влияние между ними. Приборы переменного тока, применяемые в данной схеме, не должны реагировать на постоянные составляющие измеряемого ими тока или напряжения.

Другой вариант измерительной схемы, позволяющий обойтись без миллиамперметра переменного тока, показан на рис. 12-2, *б* *
В этой схеме реостатами R_1 и R_2 (их можно заменить потенциометрами, включенными параллельно источникам питания) устанавливают требуемый режим испытания по переменному и постоянному току. При установке переключателя *П* в положение *1* электронный вольтметр $V\sim$ измеряет переменное напряжение U_1 на катушке L_x. При переводе переключателя в положение *2* фактически контролируется величина переменного тока в цепи по падению напряжения U_2 на образцовом резисторе R_0. Если потери в катушке малы, т. е. $R \ll \ll 2\pi F L_x$, то измеряемую индуктивность рассчитывают по формуле

$$L_x = \frac{R_0}{2\pi F} \cdot \frac{U_1}{U_2}. \qquad (12\text{-}5)$$

12-3. МОСТОВЫЕ СХЕМЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ

Мосты, предназначенные для измерения параметров катушек индуктивности, часто выполняются по схеме на рис. 12-3. Реактивным элементом моста является образцовый конденсатор C_2 переменной емкости (или магазин емкостей) с пренебрежимо малыми потерями. Конденсатор зашунтирован резистором переменного сопротивления R_2, который служит для уравновешивания сдвига фаз, создаваемого потерями R_x в исследуемой катушке с индуктивностью L_x.

---

* «Радио», 63—3—62.

Применяя к рассматриваемой схеме условие равновесия амплитуд (11-21), находим:

$$\sqrt{R_x^2+(2\pi FL_x)^2}\times\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{R_2}\right)^2+(2\pi FC_2)^2}}=R_1R_3.$$

Так как фазовые углы $\varphi_1=\varphi_3=0$, то условие равновесия фаз (11-22) можно записать в виде равенства $\varphi_4+\varphi_2=0$, или $\varphi_4=-\varphi_2$, или $\operatorname{tg}\varphi_4=\operatorname{tg}\varphi_2$. Учитывая, что для плеча с L_x справедлива формула (11-24), а для плеча с емкостью C_2 — формула (11-26) при отрицательном значении фазового угла φ_2, окончательно имеем:

$$\frac{2\pi FL_x}{R_x}=2\pi FC_2R_2.$$

Решив совместно приведенные выше уравнения, получим:

$$L_x=C_2R_1R_3; \qquad (12\text{-}6)$$

$$R_x=\frac{R_1R_3}{R_2}. \qquad (12\text{-}7)$$

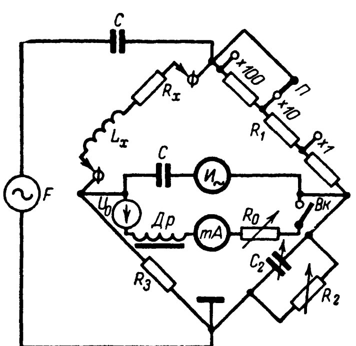


Рис. 12-3. Мостовая схема измерения индуктивностей и сопротивлений потерь.

Следовательно, конденсатор C_2 и резистор R_2 могут иметь шкалы для непосредственного отсчета измеряемых индуктивностей и потерь в них. Для расширения диапазона измерений один из активных резисторов, например R_1, выполняют в виде магазина сопротивлений. Достоинством схемы является независимость друг от друга регулировок амплитуды и фазы, что ускоряет уравновешивание моста.

При необходимости точного измерения параметров катушек со стальными сердечниками схема моста (рис. 12-3) дополняется источником постоянного напряжения U_0, реостатом R_0 и миллиамперметром постоянного тока *mA*, служащими для регулировки и измерения тока подмагничивания, а также дросселем *Др* и конденсаторами *С*, разделяющими цепи переменной и постоянной составляющих тока.

На рис. 12-4 приведена схема моста, в которой применен конденсатор C_2 постоянной емкости, а переменными взяты резисторы R_2 и R_3*. Расширение пределов измерений производится с помощью переключателя $П_1$, одна секция которого переключает резисторы R_1, а вторая — конденсаторы C_2. Благодаря применению двух конденсаторов C_2 с отношением номиналов 100 : 1 удается избавиться от необходимости использования высокоомных резисторов (на 100 *ком* и 1 *Мом*), которые трудно выполнить проволочными. Как следует из формул (12-6) и (12-7), регулировки амплитуды и фазы в этой схеме оказываются взаимозависимыми, поэтому уравновешивание моста достигается способом последовательных приближений путем

* «Радио», 64—2—59.

поочередного изменения сопротивлений резисторов R_2 и R_3. Отсчет индуктивностей L_x производится по шкале резистора R_3 с учетом множителя, определяемого положением переключателя $П_1$. Шкала резистора R_2 градуируется в значениях добротности катушки

$$Q_L = \frac{2\pi F L_x}{R_x} = 2\pi F C_2 R_2 \qquad (12\text{-}8)$$

при частоте источника питания $F = 1\,000$ *гц*. В справедливости последней формулы можно убедиться, если левую и правую части равенства (12-6) разделить на соответствующие части равенства (12-7).

Изготовление переменного образцового резистора R_2 большого сопротивления и высокой стабильности встречает затруднения.

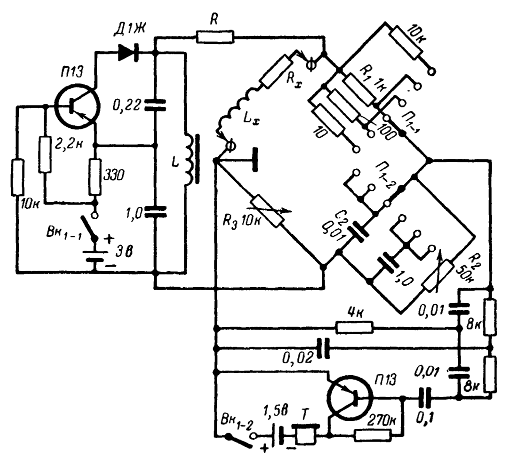


Рис. 12-4. Мостовая схема измерения индуктивностей и добротностей.

Поэтому при испытании катушек с высокой добротностью полное сопротивление R_2 может оказаться недостаточным для компенсации сдвига фаз и точного уравновешивания моста (особенно на пределах, где включен конденсатор $C_2 = 0{,}01$ *мкф*); в подобных случаях исследуемую катушку следует зашунтировать резистором сопротивления порядка 0,2—1 *Мом*.

При указанных на схеме данных мост позволяет измерять индуктивности от 10 *мкгн* до 1, 10, 100 *мгн*, 1, 10 и 100 *гн* на шести пределах и добротности до $Q = 300$. Питание моста производится от транзисторного генератора, частота колебаний которого $F = 1\,000$ *гц* обеспечивается подбором параметров колебательного контура. Напряжение с индикаторной диагонали усиливается транзисторным усилителем, нагрузкой которого являются телефоны *Т*. Напряжение к усилителю подводится через двойной заградительный *Т*-образный *RC*-фильтр, настроенный на частоту $2F = 2\,000$ *гц* и предназначенный для подавления второй гармоники генератора, затрудняющей уравновешивание моста. Питание на транзисторные

схемы подается от сухих элементов посредством сдвоенного выключателя $Вк_1$.

Мостовые схемы измерения L, C и R часто совмещаются в одном приборе при использовании ряда общих для всех схем элементов.

12-4. РЕЗОНАНСНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛИ ИНДУКТИВНОСТЕЙ

В резонансных схемах, применяемых для измерения индуктивности высокочастотных катушек, измерительный контур составляется из образцового конденсатора C_0 и исследуемой катушки L_x. Контур связывают индуктивно через небольшую емкость C_1 (рис. 12-5 и 12-6) или активное сопротивление R_0 (рис. 12-7) с высокочастотным генератором. Если известна частота колебаний генератора f_0, соответствующая резонансной настройке контура, то измеряемую индуктивность можно рассчитать по формуле

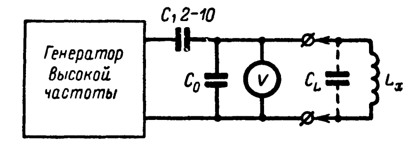


Рис. 12-5. Резонансная схема измерения индуктивностей с отсчетом по шкале генератора.

$$L_x = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_0}, \quad (12\text{-}9)$$

или, взяв удобные для расчетов единицы,

$$L_{x[мкгн]} = \frac{25\,300}{f^2_{0\,[Мгц]} C_{0\,[пф]}}. \quad (12\text{-}10)$$

Возможны два варианта построения измерительных схем. В схемах первого варианта[1] (рис. 12-5) конденсатор C_0 берется постоянной емкости, а резонанс достигается изменением настройки генератора, работающего в плавном диапазоне частот. Каждому значению индуктивности L_x соответствуёт определенная резонансная частота

$$f_{0[Мгц]} = \frac{159}{\sqrt{L_{x[мкгн]} C_{0[пф]}}}, \quad (12\text{-}11)$$

поэтому контурный конденсатор генератора можно градуировать непосредственно в значениях L_x. При широких пределах измерений индуктивностей генератор должен иметь несколько частотных поддиапазонов с отдельными шкалами для отсчета L_x на каждом поддиапазоне. Если в приборе используется внешний генератор, шкала которого имеет градуировку по частоте, то для определения величины L_x по значениям C_0 и f_0 можно составить графики или таблицы.

Для исключения влияния собственной емкости катушки C_L на результаты измерений емкость C_0 должна быть большой; с другой стороны, емкость C_0 желательно иметь малой, чтобы обеспечить при измерении малых индуктивностей достаточно большое отноше-

---

[1] «Радио», 56—8—47, 61—8—55, 62—7—61, 62—7—58, 64—6—53, 64—6—61.

ние L_x/C_0, необходимое для получения заметных показаний индикатора при резонансе. Практически берут емкость C_0 порядка 500—1 000 *пф*.

Если высокочастотный генератор работает в ограниченном диапазоне частот, не разбитом на поддиапазоны, то для расширения пределов измерений индуктивностей применяют несколько переключаемых конденасаторов C_0; если их емкости различаются в 10 раз, то на всех пределах отсчет индуктивностей может производиться по одной и той же шкале генератора с использованием множителей к ней, кратных 10. Рассматриваемая схема имеет существенные недостатки. Измерение больших индуктивностей, имеющих значительную собственную емкость C, происходит на пределе с малой емкостью C_0, что увеличивает погрешность измерений. Наоборот, измерение малых индуктивностей производится на пределе с большой емкостью C_0 при невыгодном отношении L_x/C_0 и малом резонансном напряжении на контуре.

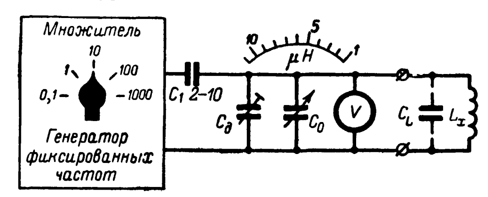


Рис. 12-6. Резонансная схема измерения индуктивностей с отсчетом по шкале образцового конденсатора.

В резонансных измерителях, схемы которых выполнены по второму варианту[1] (рис. 12-6), измерение индуктивностей производится при фиксированной частоте генератора f_0. Измерительный контур настраивают в резонанс с частотой генератора посредством образцового конденсатора C_0 переменной емкости, шкала которого может градуироваться в соответствии с формулой (12-10) непосредственно в значениях L_x. Если обозначить через $C_м$ и $C_н$ соответственно максимальную и начальную емкости контура, а через $L_м$ и $L_н$ максимальное и наименьшее значения измеряемых индуктивностей, то пределы измерений прибора будут определяться отношением

$$\frac{L_м}{L_н} = \frac{C_м}{C_н}. \qquad (12\text{-}12)$$

Эта формула позволяет, задавшись одним из крайних значений предела измерений $L_м$ или $L_н$, найти его второе крайнее значение.

Типовые конденсаторы переменной емкости имеют перекрытие порядка 30. С целью уменьшения погрешности при измерении больших индуктивностей начальную емкость контура $C_н$ увеличивают посредством включения параллельно контуру дополнительного конденсатора $C_д$, обычно подстроечного типа.

Если обозначить через ΔC_0 наибольшую величину изменения емкости конденсатора C_0, равную разности его емкостей при двух

[1] «Радио», 57—10—41.

крайних положениях ротора, то для получения выбранного отношения $L_м/L_н$ контур должен иметь начальную емкость

$$C_н = \frac{\Delta C_0}{\frac{L_м}{L_н} - 1}. \qquad (12\text{-}13)$$

Например, при $\Delta C_0 = 480$ *пф* и отношении $L_м/L_н = 13$ получаем $C_н = 40$ *пф*. Если значения $C_н$ и $L_м/L_н$ при расчете являются исходными данными, то необходимо применить конденсатор C_0, имеющий разность емкостей

$$\Delta C_0 \geqslant C_н \left(\frac{L_м}{L_н} - 1 \right). \qquad (12\text{-}14)$$

При больших значениях $C_н$ и $L_м/L_н$ может потребоваться применение сдвоенного, строенного или счетверенного блока переменных конденсаторов.

Частота f_0, на которой должен работать генератор, определяется формулой (12-11) при подстановке в нее значений $L_м$ и $C_н$ или $L_н$ и $C_м$. Для расширения предела измерений предусматривают работу генератора на нескольких переключаемых фиксированных частотах. Если соседние частоты генератора отличаются друг от друга в $\sqrt{10} \approx 3{,}16$ раза, то на всех пределах можно использовать общую шкалу индуктивностей конденсатора C_0, отсчет по которой потребуется умножать на коэффициент, кратный 10 и определяемый положением переключателя частот. Плавное перекрытие всего диапазона измеряемых индуктивностей обеспечивается при отношении емкостей контура $C_м/C_н \geqslant 10$. При использовании логарифмического переменного конденсатора C_0 шкала индуктивностей оказывается близкой к линейной.

При измерении индуктивностей по схеме на рис. 12-6 вместо генератора фиксированных частот можно применить измерительный генератор с плавным изменением частоты, частоту которого устанавливают в зависимости от требуемого предела измерений индуктивностей.

Погрешность измерения индуктивностей резонансным методом обычно лежит в пределах 3—10%.

Резонансные схемы измерения параметров катушек индуктивности и конденсаторов часто объединяются в одном приборе, так как они имеют ряд общих элементов (высокочастотный генератор, индикатор резонанса, элементы связи и др.) и различаются лишь составом измерительного контура и методикой измерений.

Задача 12-1. Рассчитать резонансный измеритель индуктивностей, работающий по схеме на рис. 12-6, на диапазон измерений 0,1 *мкгн* — 10 *мгн* при использовании сдвоенного блока переменных конденсаторов, емкость секций которого можно изменять от 15 до 415 *пф*.

Решение

1. Наибольшая величина изменения емкости контура

$$\Delta C_0 = 2\,(415 - 15) = 800 \text{ пф}.$$

2. Выбираем отношение $L_м/L_н = 11$. Тогда прибор будет иметь пять пределов: 0,1—1,1; 1—11; 10—110; 100—1 100 *мкгн* и 1—11 *мгн*.

3. Согласно формуле (12-13) контур должен иметь начальную емкость $C_н = 800/10 = 80$ *пф*. Учитывая начальную емкость блока конденсаторов, равную 30 *пф*, включаем в контур подстроечный конденсатор $C_д$ с максимальной емкостью 50—60 *пф*.

4. Максимальная емкость контура

$$C_м = C_н + \Delta C_0 = 80 + 800 = 880 \text{ пф}.$$

5. Согласно формуле (12-11) на первом пределе измерений генератор должен работать на частоте

$$f_{01} = \frac{159}{\sqrt{L_н C_м}} = \frac{159}{\sqrt{0,1 \cdot 880}} \approx 17 \text{ Мгц}.$$

Соответственно находим для других пределов: $f_{02} = 5,36$ *Мгц*; $f_{03} = 1,7$ *Мгц*; $f_{04} = 536$ *кгц*; $f_{05} = 170$ *кгц*.

6. Градуировку шкалы индуктивностей выполняем для предела 1—11 *мкгн*.

12-5. КУМЕТРЫ

Приборы, предназначенные для измерения добротности элементов высокочастотных цепей, принято называть **кумeтрами** или, как иногда пишут, Q-метрами[1]. Действие куметров основано на

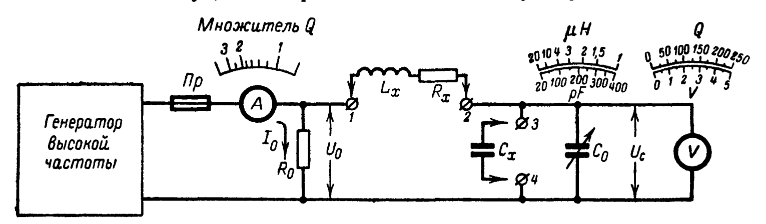


Рис. 12-7. **Упрощенная схема куметра.**

использовании резонансных явлений, что позволяет измерение добротности сочетать с одновременным измерением резонансным методом индуктивности, емкости, собственной резонансной частоты и ряда других параметров испытуемых элементов.

Куметр, упрощенная схема которого приведена на рис. 12-7, содержит три основные части: генератор высокой частоты, измерительный контур и высокочастотный электронный вольтметр V. Генератор работает в широком, плавно перекрываемом диапазоне частот, например от 50—100 *кгц* до 10—20 *Мгц*; это позволяет многие измерения производить на рабочей частоте испытуемых элементов. Выходная мощность генератора должна быть порядка 0,1—1 *вт*, так как нагрузка его является низкоомной и потребляет значительный ток.

Исследуемая катушка индуктивности L_x через зажимы *1* и *2* включается в измерительный контур последовательно с образцовым конденсатором C_0 переменной емкости и безреактивным резистором

---

[1] «Радио», 50—1—37, 50—12—44, 53—1—46.

связи R_0. Через резистор R_0 в контур вводится от генератора напряжение U_0 требуемой высокой частоты f. Возникающий в контуре ток создает падение напряжения U_c на конденсаторе C_0, которое измеряется электронным вольтметром V.

Входное сопротивление вольтметра V в пределах рабочих частот куметра очень велико; потери в конденсаторе C_0 ничтожно малы. Поэтому при малом сопротивлении резистора связи R_0, не превышающем обычно 0,1 *ом*, можно считать, что активное сопротивление контура в основном определяется сопротивлением потерь исследуемой катушки.

Изменением емкости C_0 измерительный контур настраивают в резонанс с частотой генератора f по максимальным показаниям вольтметра V. При этом в контуре будет протекать ток

$$I_p \approx \frac{U_0}{R_x},$$

создающий на конденсаторе падение напряжения

$$U_c = I_p \frac{1}{2\pi f C_0} \approx \frac{U_0}{R_x 2\pi f C_0}.$$

Учитывая, что при резонансе $1/2\pi f C_0 = 2\pi f L_x$, находим:

$$U_c = U_0 \frac{2\pi f L_x}{R_x} = U_0 Q_L, \qquad (12\text{-}15)$$

где $Q_L = 2\pi f L_x / R_x$ — добротность катушки L_x на частоте f. Следовательно, показания вольтметра V пропорциональны добротности Q_L. При фиксированном напряжении U_0 шкалу вольтметра можно градуировать непосредственно в значениях Q_L при линейном характере шкалы. Например, при $U_0 = 0{,}02$ *в* и пределе измерений вольтметра $U_п = 5$ *в* показаниям вольтметра 1, 2, 3, 4 и 5 *в* будут соответствовать добротности Q_L, равные 50, 100, 150, 200 и 250.

Требуемое напряжение U_0 обычно устанавливают плавной или плавно-ступенчатой регулировкой анодного или экранного напряжения генераторной лампы. Непосредственное измерение этого напряжения требует применения весьма чувствительного электронного вольтметра. В большинстве куметров контроль напряжения U_0 производят косвенно при помощи термоэлектрического амперметра A, измеряющего ток в цепи связи, который при условии $R_0 \ll R_x$ равен:

$$I_э \approx \frac{U_0}{R_0}. \qquad (12\text{-}16)$$

Например, если градуировка шкалы добротностей вольтметра V произведена при $R_0 = 0{,}05$ *ом* и $U_0 = 0{,}02$ *в*, то при отсчете в цепи связи должен поддерживаться ток $I_0 = 0{,}02/0{,}05 = 0{,}4$ *а*. Предел измерений термоамперметра должен несколько превышать расчетный ток I_0.

Расширение предела измерений добротностей производится посредством уменьшения тока I_0 по сравнению с его номинальным значением в определенное число раз. Для примера предположим, что при токе $I_0 = 0{,}4$ *а* обеспечивается непосредственный отсчет

добротностей до значения $Q_L = 250$. Если же уменьшить ток I_0 в 2 раза, до 0,2 *а*, то в 2 раза, до 0,01 *в*, уменьшится и напряжение U_0; поэтому полное отклонение стрелки вольтметра будет иметь место при добротности $Q_L = U_c/U_0 = 5/0,01 = 500$. Соответственно для расширения предела измерений в 3 раза, до значения $Q_L = 750$, измерения следует производить при токе I_0, в 3 раза меньшем его номинального значения, т. е. равном 0,133 *а*, и т. д. Для удобства измерения больших добротностей на шкале термоамперметра *А* наносят специальную градуировку, показания которой, характеризующие степень уменьшения тока I_0 по сравнению с его номинальным значением, являются множителями к шкале добротностей вольтметра. Квадратичный характер шкалы термоамперметра ограничивает шкалу множителей значениями от 1 (при токе $I_0 = 0,4$ *а*) примерно до 3 (при $I_0 = 0,133$ *а*). Шкала токов термоамперметра практически не используется и может отсутствовать.

В куметрах промышленного изготовления погрешность измерений добротности достигает 5—10%. Она увеличивается при испытании катушек с высокой добротностью и большой собственной емкостью. Погрешность возрастает и с повышением частоты вследствие уменьшения входного сопротивления вольтметра и усиления влияния паразитных наводок на измерительный контур. Для уменьшения этих наводок генератор тщательно экранируют, весь прибор в целом также помещают в экран; испытуемые элементы присоединяют к прибору жесткими проводниками, а их экраны надежно соединяют с металлическим кожухом прибора. Неэкранированные катушки при испытании следует несколько относить от кожуха

Сопротивление резистора связи R_0 должно быть безындукционным и мало зависящим от частоты. Сопротивление 0,05 *ом* можно выполнить в виде отрезка манганиновой проволоки диаметром 0,3 и длиной 8 *мм*, припаянного к двум жестко закрепленным и изолированным друг от друга медным проводникам.

Для повышения точности измерения тока, протекающего через резистор R_0, термоэлемент включают вблизи этого резистора и соединяют с измерительным механизмом, экранированным шнуром.

Во избежание повреждения термоэлемента при случайной перегрузке током последовательно с ним включают точно подобранный по току предохранитель *Пр*. Кроме того, всякие переключения в приборе рекомендуется производить при наименьшем выходном напряжении генератора.

Для проверки куметра, а также при проведении некоторых измерений применяют образцовые катушки L_0 с известной индуктивностью и добротностью. Желательно иметь комплект из нескольких таких катушек, которые вместе с переменным конденсатором измерительного контура обеспечивали бы резонансную настройку последнего в пределах всего рабочего диапазона частот генератора.

При измерении добротности катушек индуктивности Q_L за 10—15 *мин* до начала работы включают питание прибора и настраивают генератор на требуемую частоту. После прогрева производят установку нуля электронного вольтметра. Испытуемую катушку подключают к зажимам *1* и *2*. Постепенным увеличением выходного напряжения генератора добиваются отклонения стрелки термоамперметра до отметки *1*. Конденсатором C_0 настраивают измерительный контур в резонанс с частотой генератора. Если при этом стрелка вольтметра заходит за шкалу, выходное

напряжение генератора уменьшают. Величину добротности Q_L определяют как произведение показаний, отсчитываемых по шкале добротностей вольтметра и по шкале множителей термоамперметра.

Добротность колебательного контура $Q_к$ измеряют в том же порядке при подключении катушки контура к зажимам *1* и *2*, а его конденсатора — к зажимам *3* и *4*. При этом конденсатор C_0 устанавливают в положение минимальной емкости. Если конденсатор исследуемого контура имеет переменную емкость, то им производят настройку контура в резонанс на требуемую частоту генератора f; если этот конденсатор постоянный, то резонансную настройку осуществляют изменением частоты генератора. При возможности отключения конденсатора C_0 можно определить и собственную частоту контура; ее отсчитывают по шкале генератора при настройке его в резонанс с контуром.

Измерение куметром индуктивности катушек L_x производят способом, рассмотренным выше в связи со схемой на рис. 12-6. Генератор настраивают на строго определенную частоту, выбираемую согласно таблице в зависимости от ожидаемой величины индуктивности. Испытуемую катушку подключают к зажимам *1* и *2*. Резонансную настройку измерительного контура получают изменением емкости конденсатора C_0, по специальной шкале которого отсчитывают L_x. Цена деления этой шкалы зависит от выбранной частоты генератора и находится по таблице. Одновременно способом вариации параметров контура можно определить и собственную емкость катушки C_L. Для этого при двух произвольных значениях образцовой емкости C_{01} и C_{02} изменением настройки генератора находят резонансные частоты контура f_1 и f_2. Искомая емкость вычисляется по формуле

$$C_L = \frac{C_{02}f_2^2 - C_{01}f_1^2}{f_1^2 - f_2^2}. \qquad (12\text{-}17)$$

Измерение куметром емкостей производят методом замещения, рассмотренным в § 11-8. Измеряемую емкость C_x присоединяют к зажимам *3* и *4*, а к зажимам *1* и *2* подключают одну из образцовых катушек L_0, обеспечивающую резонансную настройку контура в требуемом диапазоне частот. Одновременно можно определить и тангенс угла потерь (добротность) конденсатора:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{2\pi f C_x R_п}$$

(где $R_п$ — сопротивление потерь). Для этого при двух значениях емкостей образцового конденсатора куметра C_{01} и C_{02}, соответствующих резонансным настройкам контура без конденсатора C_x и при подключении последнего, находят добротности контура Q_1 и Q_2, а затем производят вычисление по формуле

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 - Q_2} \cdot \frac{C_{01} - C_{02}}{C_{01}}. \qquad (12\text{-}18)$$

При необходимости генератор куметра можно использовать в качестве измерительного генератора немодулированных колебаний, снимаемых с зажимов *1* и *4*, а электронный вольтметр при его соответствующей градуировке — для измерения внешних переменных напряжений в широком диапазоне частот.

ГЛАВА ТРИНАДЦАТАЯ

ИСПЫТАНИЕ РАДИОЛАМП

13-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Во многих случаях выхода радиоустановок из строя или ухудшения их работы причиной являются дефекты радиоламп. Поэтому при налаживании или ремонте радиоаппаратуры необходимо прежде всего убедиться в исправности радиоламп, соответствии их качественных показателей техническим нормам.

Неисправную лампу часто можно обнаружить путем последовательной замены ламп установки заведомо хорошими лампами запасного комплекта. Отдельные лампы могут также проверяться посредством замены ими однотипных ламп в действующей аппаратуре. Однако возможен случай, когда лампа, негодная для одной радиоустановки, окажется вполне работоспособной в другой.

Для быстрой ориентировочной проверки степени годности наиболее употребительных приемно-усилительных, маломощных генераторных и выпрямительных радиоламп применяются специальные испытатели, которые выполняются в виде отдельных приборов или совмещаются с ампервольтомметрами и другими универсальными приборами. Простейшие из них позволяют оценить общую работоспособность лампы по результатам проверки ее на целость нити накала, отсутствие коротких замыканий между электродами, отсутствие обрывов между электродами и их выводными штырьками и эмиссионную способность катодов. Более сложные приборы позволяют производить испытания качественного характера, к которым относятся: измерение анодного тока, крутизны характеристики и других параметров при типовом режиме работы, проверка качества вакуума внутри баллона лампы, обнаружение в лампе плохих контактов и т. д.

Для более полной оценки электрических свойств лампы необходимо иметь семейства ее статических сеточных или анодных характеристик. Снятие их по точкам требует создания относительно сложной измерительной установки и затраты значительного времени. Автоматическое получение семейств характеристик ламп путем их непосредственного воспроизведения на экране электроннолучевой трубки достигается в характериографах; для этой же цели при наличии специальных приставок можно использовать обычные электронные осциллографы (§ 15-15).

При необходимости измерения сопротивления изоляции между электродами лампы и межэлектродных емкостей пользуются приборами и установками, рассмотренными в § 10-8 и 11-9.

В производственных условиях, помимо электрических испытаний, лампы подвергаются механическим и климатическим испытаниям.

13-2. ПРОВЕРКА ЦЕЛОСТИ НИТИ НАКАЛА РАДИОЛАМП

Убедиться в целости нити накала можно с помощью любого пробника или омметра[1]; в испытателях ламп для этой цели используется стрелочный или световой индикатор прибора.

[1] «Радио», 56—5—41.

При проверке нити накала омметром следует учитывать, что сопротивление холодной нити, показываемое прибором, в несколько раз меньше сопротивления нити в рабочем режиме, определяемого формулой

$$R_{н} = \frac{U_{н}}{I_{н}}, \quad (13-1$$

где $U_{н}$ и $I_{н}$ — соответственно номинальные напряжение и ток накала проверяемой лампы. Например, для многих приемно-усилительных ламп $U_{н} = 6{,}3$ *в*; $I_{н} = 0{,}3$ *а*, а $R_{н} = 6{,}3/0{,}3 = 21$ *ом*; при измерении сопротивления холодной нити омметром оно оказывается порядка 5 *ом*.

В некоторых электронных устройствах лампы работают при пониженном напряжении накала, что не позволяет расчетным путем определить сопротивление их нитей. В этом случае измерение сопротивления нити накала производят методом вольтметра — амперметра (§ 10-3).

13-3. ПРОВЕРКА РАДИОЛАМП НА ОТСУТСТВИЕ КОРОТКИХ ЗАМЫКАНИЙ МЕЖДУ ЭЛЕКТРОДАМИ

Убедиться в отсутствии коротких замыканий между электродами можно с помощью пробника или омметра последовательной проверкой сопротивления между каждой парой выводных штырьков лампы. Например, для лампы типа 6Н3П, имеющей выводы от шести электродов, экрана и нити накала, при проверке на короткое замыкание необходимо произвести $7 + 6 + 5 + 4 + 3 + 2 + 1 = 28$ измерений. Для ускорения процесса проверки применяют специальные схемы.

Приведенные на рис. 13-1 схемы позволяют обнаружить короткозамкнутые электроды по наличию тока в цепи источника постоянного напряжения, подключенного к этим электродам. Колодки *КГ* с десятью гнездами, соединенными с гнездами ламповых панелек, служат для включения проверяемых ламп в схему испытаний. К гнездам *ас* присоединяются выводы анодов и сеток, к гнездам *кэ* — выводы катодов и экранировки, к гнездам *н* — выводы нити накала. В качестве индикатора используется миллиамперметр магнитоэлектрической системы *mA*, включенный в цепь источника постоянного напряжения $U_{в}$ последовательно с ограничительным резистором R_0.

В схеме (рис. 13-1, *а*) электроды проверяемой лампы посредством кнопочных переключателей K_1 — K_8 при отжатых кнопках соединены с отрицательным полюсом источника питания. Проверку производят поочередным нажатием всех кнопок. Если при этом индикатор показаний не дает, то короткие замыкания в лампе отсутствуют. Отклонение стрелки индикатора будет иметь место лишь в том случае, если электрод, соединенный с общим контактом нажатой кнопки, замкнут с каким-либо другим электродом или баллоном лампы, так как при этом через короткозамкнутые электроды замкнется цепь источника питания. При одновременном нажатии кнопок обоих короткозамкнутых электродов показания индикатора должны исчезнуть.

Вместо кнопочных переключателей можно применить и обычные переключатели на два положения, хотя это и менее удобно. В схему иногда вводят кнопку K_9; отклонение стрелки индикатора при нажатии этой кнопки свидетельствует о целости нити накала лампы.

Схема проверки, представленная на рис. 13-1, *б*, отличается от рассмотренной выше в конструктивном отношении. В ней электроды проверяемой лампы соединены с контактами *1—8* специального переключателя. Посредством разомкнутого металлического кольца *М* и общего контакта *О* электроды лампы соединяются с отрицательным полюсом источника питания. Проверяемый электрод через ползунок *П* и индикатор подключен к положительному полюсу источника. Если он замкнут с любым другим электродом или баллоном

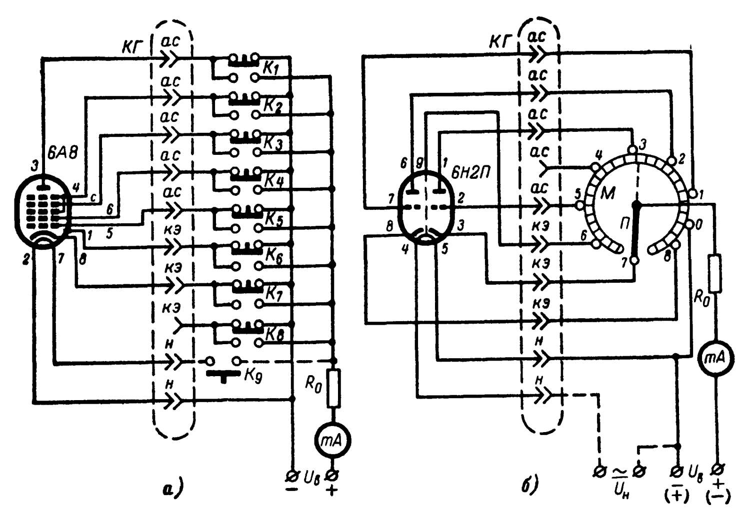


Рис. 13-1. **Схемы проверки радиоламп на отсутствие коротких замыканий между электродами.**

лампы, индикатор покажет наличие тока в цепи. При повороте ручки переключателя происходит поворот на один контакт как ползунка *П*, так и кольца *М*, что позволяет последовательно проверить все электроды лампы.

В рассмотренных схемах проверка на короткое замыкание должна производиться без подачи на лампу напряжения накала. При включенном накале ток в цепи индикатора может возникнуть и при исправной лампе за счет эмиссии электронов катодом, так как проверяемый электрод будет иметь по отношению к катоду положительный потенциал. В том случае, если выключение накала при проверке лампы нежелательно, источник напряжения $U_в$ следует соединить с нитью накала и подключенными к ней электродами положительным полюсом при подаче отрицательного потенциала на проверяемый электрод.

Величина напряжения $U_в$, питающего схему проверки, для работы последней несущественна, так же как и данные индикатора.

Вместо стрелочного индикатора в схемах можно применить любой другой индикатор (лампочку накаливания, неоновую лампочку, электрозвонок и т. п.), надежное срабатывание которого должно обеспечиваться соответствующим выбором напряжения $U_в$.

13-4. ПРОВЕРКА РАДИОЛАМП НА ОТСУТСТВИЕ ОБРЫВОВ МЕЖДУ ЭЛЕКТРОДАМИ И ИХ ВЫВОДНЫМИ ШТЫРЬКАМИ

Испытание радиолампы на отсутствие в ней обрывов производят последовательной проверкой наличия в цепях всех ее сеток и анодов тока, создаваемого за счет электронной эмиссии катода, при подаче на эти электроды положительного (относительно катода) напряжения.

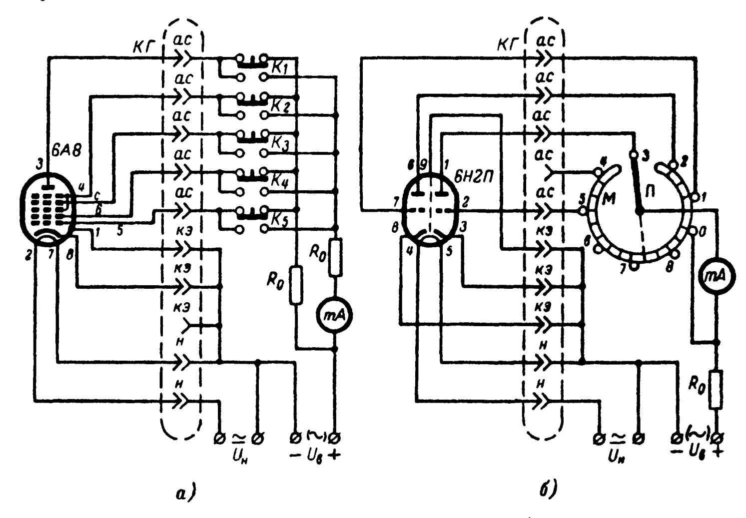


Рис. 13-2. Схемы проверки радиоламп на отсутствие обрывов.

К проверяемой лампе подводится нормальное напряжение накала $U_н$, а один из концов нити накала, катоды и вывод экранировки соединяются с отрицательным полюсом источника напряжения $U_в$. При работе по схеме на рис. 13-2, *а* все сетки и аноды лампы через контакты кнопок $К_1 — К_5$ подключены непосредственно к положительному полюсу источника напряжения $U_в$. При нажатии одной из кнопок присоединенный к ней электрод включается в цепь напряжения $U_в$ последовательно с индикатором и ограничительным резистором R_0. Так как все промежуточные электроды, расположенные между проверяемым электродом и катодом, находятся под положительным потенциалом, то создаваемые ими электрические поля будут ускорять движение электронов. При отсутствии обрыва часть электронного потока замкнется через проверяемый электрод, что вызовет отклонение стрелки индикатора. Обрыв обнаруживается по отсутствию тока в цепи проверяемого электрода.

Следует отметить, что если имеется обрыв в цепи одного из промежуточных электродов, то попадающие на этот электрод электроны будут заряжать его отрицательно. Это может привести к значительному уменьшению или даже полному исчезновению тока в цепи исправного электрода. При обрыве в цепи катода или нити накала ток будет отсутствовать в цепях всех электродов.

Вместо кнопок в рассматриваемой схеме можно применить переключатели на два положения, которые первоначально устанавливают в положение, эквивалентное отжатым кнопкам схемы (рис. 13-2, *а*); после проверки наличия тока в цепи соответствующего электрода переключатели возвращают в исходное положение. Схема проверки, приведенная на рис. 13-2, *б*, отличается от рассмотренной выше лишь конструктивно.

Схемы проверки можно питать от источников как постоянного, так и переменного напряжения. В последнем случае при отсутствии обрыва в цепи проверяемого электрода вследствие детекторных свойств лампы будет протекать выпрямленный пульсирующий ток, постоянная составляющая которого вызовет отклонение стрелки индикатора.

13-5. ПРОВЕРКА ЭМИССИОННОЙ СПОСОБНОСТИ КАТОДОВ РАДИОЛАМП

Ток эмиссии представляет собой общий ток, создаваемый всем электронным потоком, который излучается накаленным катодом. Для ламп каждого типа этот ток должен быть не меньше определенного значения, указываемого в паспорте или справочнике.

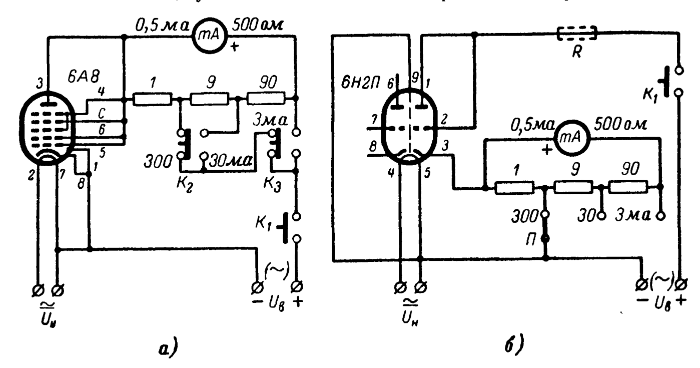


Рис. 13-3. Схемы проверки эмиссионной способности катодов радиоламп.

Проверка эмиссии катода производится по схемам на рис. 13-3. На включенную диодом лампу подают нормальное напряжение накала $U_н$ и достаточно большое испытательное напряжение $U_в$, обеспечивающее захват анодом и соединенными с ним сетками всех электронов, эмиттируемых катодом. Величина необходимого напряжения $U_в$ зависит главным образом от расстояния между катодом и ближайшим к нему электродом и для ламп различных типов лежит

в пределах 10—50 *в*. При этом следует учитывать, что для ламп с оксидными катодами при данном напряжении накала ток эмиссии не является величиной постоянной; он возрастает с повышением анодного напряжения вследствие вырывания электронов из катода электрическим полем и дополнительного разогрева катода эмиссионным током. Поэтому результаты измерения тока эмиссии следует обязательно связывать с величиной испытательного напряжения $U_в$, при котором они снимались.

Ток эмиссии измеряется миллиамперметром *mA*, который может включаться со стороны плюса (рис. 13-3, *а*) или минуса (рис. 13-3, *б*) напряжения $U_в$. Для различных типов маломощных радиоламп минимальное значение тока эмиссии лежит в пределах 0,5—250 *ма*. Поэтому для повышения точности измерений и обеспечения безопасности измерительного прибора последний должен иметь несколько пределов измерений по току, равных, например, 3, 30 и 300 *ма*. Расширение пределов измерений наиболее удобно производить с помощью универсального шунта (см. § 2-4). Выбор пределов измерений может осуществляться при помощи кнопок (рис. 13-3, *а*) или переключателем (рис. 13-3, *б*). В исходном положении миллиамперметр должен быть всегда включен на наибольший предел измерений тока, а затем, если ток эмиссии мал, он переключается на меньший предел. Применение кнопочных переключателей предпочтительнее, так как в этом случае обеспечивается автоматическая установка прибора на исходный предел измерений.

При длительном воздействии на лампу испытательного напряжения $U_в$ возможен перегрев катода, приводящий к потере или временному уменьшению его эмиссионной способности, а также к ухудшению вакуума в лампе. С целью устранения опасности повреждения лампы в цепи напряжения $U_в$ часто устанавливают кнопку K_1, при кратковременном нажатии которой производят отсчет тока эмиссии. Для облегчения режима испытания в цепь эмиссионного тока иногда включают резистор *R*, показанный пунктиром на рис. 13-3, *б*. Его сопротивление подбирают таким, чтобы при минимальном токе эмиссии к лампе подводилось требуемое напряжение $U_в$. Тогда на лампы с бо́льшим током эмиссии будет подаваться напряжение, меньшее $U_в$, что приведет к некоторому занижению отсчитываемого значения тока эмиссии.

Проверка эмиссионной способности катода может производиться и при питании схемы измерений от источников переменного тока. В этом случае электронный поток, испускаемый катодом, будет захватываться электродами лишь в положительные полупериоды питающего напряжения. В общей цепи будет протекать пульсирующий ток, постоянная составляющая которого, измеряемая миллиамперметром, составит примерно 30% тока эмиссии катода. От переменных составляющих пульсирующего тока миллиамперметр шунтируют конденсатором емкостью порядка 1 *мкф*. Для определения действительного значения тока эмиссии необходима соответствующая градуировка шкалы прибора.

При проверке комбинированных (сложных) ламп величину тока эмиссии определяют отдельно для каждой части лампы (рис. 13-3, *б*).

Испытываемая на эмиссию лампа должна быть предварительно проверена на отсутствие в ней коротких замыканий. В противном случае короткое замыкание одной из сеток или анода с нитью

накала, катодом или экранировкой приведет к сильному возрастанию тока в цепи, опасному для миллиамперметра.

Приближенная оценка тока эмиссии может быть произведена по показаниям любого омметра постоянного тока, присоединенного между катодом и ближайшим к нему электродом лампы при включенном питании цепи накала [1].

13-6. ПРОСТЕЙШИЕ ИСПЫТАТЕЛИ РАДИОЛАМП

Схема простейшего испытателя ламп представляет собой сочетание в одном приборе отдельных схем проверок на короткое замыкание, обрыв и эмиссию, подобных рассмотренным в § 13-3, 13-4 и

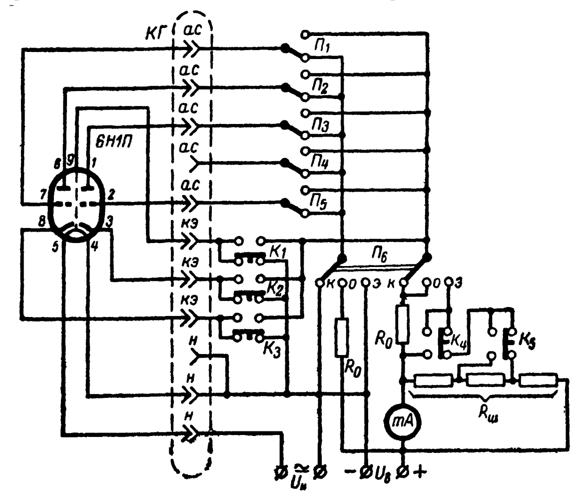


Рис. 13-4. Схема простейшего испытателя радиоламп.

13-5 [2]. Специальной проверки целости нити накала часто не производят, так как разрыв ее цепи легко выявляется при проверке лампы на обрыв.

В качестве примера на рис.13-4 приведена схема измерительной части испытателя ламп, составленная на основе исходных схем (рис. 13-1, *а*, 13-2, *а* и 13-3, *а*). Колодка *КГ* служит для подключения к прибору ламповых панелек всех типов проверяемых ламп. Пять ее гнезд *ас* вместе с переключателями $П_1$—$П_5$ и три гнезда *кэ* в совокупности с кнопочными переключателями $К_1$—$К_3$ позволяют включать в схемы проверок простые и сложные лампы, имеющие до пяти выводов от анодов и сеток, два раздельных вывода от катода и вывод от экранировки. Три гнезда *н* обеспечивают проверку ламп, имеющих три вывода от нити накала (например, типов 2П2П, 4П1Л, 6Н4П и др.), при различных вариантах включения нити. Род рабо-

---

[1] «Радио», 51—4—60.

[2] «Радио», 56—6—53, 60—5—49, 60—6—63, 62—1—63, 64—5—51, 65—8—30, 65—12—53.

ты прибора определяется сдвоенным переключателем на три положения: *К*, *О* и *Э* (*Короткое*, *Обрыв* и *Эмиссия*).

В положении *К* переключателя $П_6$ проверка проводится по схеме, подобной приведенной на рис. 13-1, *а*. Наличие короткого замыкания определяют по отклонению стрелки индикатора при переводе одного из переключателей $П_1$—$П_5$ из нижнего (по чертежу) положения в верхнее или при нажатии кнопок $К_1$—$К_3$. Проверка должна проводиться при выключенном накале лампы (другие проверки производят при включенном накале). В положении *О* переключателя $П_6$ образуется схема, подобная приведенной на рис. 13-2, *а*. Наличие обрывов в цепях электродов ламп определяют по отсутствию отклонений стрелки индикатора при переводе переключателей $П_1$—$П_5$ из нижнего положения в верхнее. При проверках на короткое замыкание и обрыв индикатор зашунтирован полным сопротивлением шунта $R_{ш}$, которое выбирают таким, чтобы не уменьшить значительно чувствительность индикатора.

В положении *Э* переключателя $П_6$ производят измерение тока эмиссии. При испытании простых ламп все переключатели, включенные в цепях анода и сеток, переводят в верхнее положение. Индикатор показывает суммарный ток. При малых токах эмиссии чувствительность индикатора может быть повышена нажатием кнопки $К_4$ или $К_5$. При испытании на эмиссию сложных ламп первоначально устанавливают в верхнее положение переключатели, соединенные с анодом и сетками одной части лампы (например, переключатели $П_1$ и $П_2$ в случае испытания левого триода лампы 6Н1П). Все остальные переключатели должны оставаться в нижнем положении, соединяя оставшиеся электроды с «минусом» схемы. Затем подобным же образом производится измерение тока эмиссии других составных частей лампы. При испытании ламп с раздельными катодами выключение отдельных частей лампы можно производить разрывом цепи соответствующего катода нажатием кнопки $К_2$ или $К_3$.

Схему испытателя, основанную на исходных схемах (рис. 13-1, *б*, 13-2, *б* и 13-3), рекомендуем читателям составить самостоятельно.

Схема коммутации испытателя должна обеспечивать проверку наиболее распространенных типов ламп при любых возможных вариантах их цоколевки. Наибольшее применение имеют штепсельно-гнездовая система коммутации и коммутация с помощью переключателей. С целью упрощения схемы коммутации увеличивают число однотипных ламповых панелек, каждую из которых предназначают для подключения к испытателю группы ламп, имеющих сходную цоколевку.

Для сокращения числа необходимых ламповых панелек лампы сравнительно редко применяемых типов присоединяют к испытателю посредством переходных колодок.

13-7. ПИТАНИЕ ИСПЫТАТЕЛЕЙ РАДИОЛАМП

Питание испытателей радиоламп может производиться от источников постоянного или переменного напряжения.

На рис. 13-5, *а* приведена возможная схема питания прибора от источников постоянного напряжения $Б_н$ и $Б_в$. Регулировку необходимых напряжений питания осуществляют при помощи реостата $R_н$, включенного последовательно в цепь накала, и потенциомет-

ра $R_в$, присоединенного параллельно источнику напряжения $U_в$. Для контроля напряжений питания в качестве вольтметра обычно используют миллиамперметр прибора, который посредством переключателя *П* на три положения: *ИТ*, *В* и *Н* (*Измерение тока, Высокое* и *Низкое*) через добавочные резисторы R_1 или R_2 подключают к требуемой цепи. Предохранение схемы прибора и источников от коротких замыканий, имеющих место при неисправностях проверяемой лампы или вследствие ее неправильного подключения, достигается включением в цепи питания предохранителей. Желательно, чтобы реостат $R_н$ в одном из своих крайних положений давал возможность разрыва цепи накала.

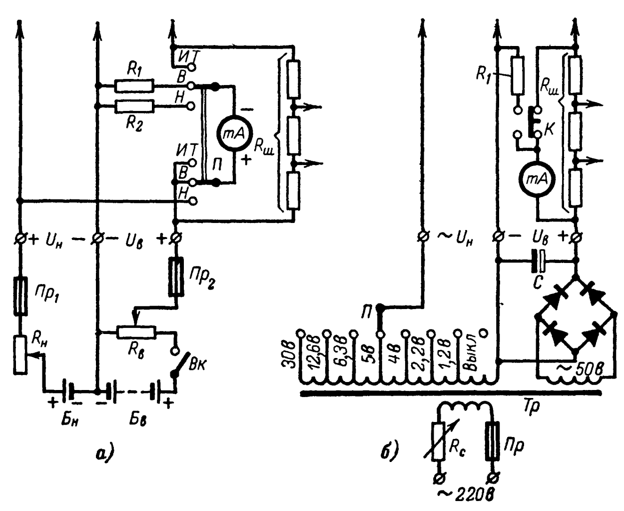


Рис. 13-5. Схемы питания простейших испытателей радиоламп от источников постоянного (*а*) и переменного (*б*) тока.

Для питания цепей накала основных типов приемно-усилительных и маломощных генераторных ламп источник питания должен обеспечивать по крайней мере следующие напряжения накала: 1,2; 2,2; 4; 5; 6,3; 12,6 и 30 *в*. Получение всех необходимых напряжений легко достигается при питании испытателя от сети переменного тока через силовой трансформатор, имеющий секционированную вторичную обмотку, как это показано на схеме (рис. 13-5, *б* *). Выпрямление переменного напряжения осуществляется с помощью двухполупериодного выпрямителя. Для обеспечения постоянства питающих прибор напряжений желательно применение в схеме питания феррорезонансных, электронных или газовых стабилизаторов. Если же прибор не содержит стабилизатора, то для получения правильных результатов производят ручную регулировку напряжений питания с помощью автотрансформатора или реостата $R_с$, включаемого в первичную обмотку силового трансформатора, при обязатель-

* «Радио», 54—7—20.

ном контроле хотя бы одного из напряжений $U_н$ или $U_в$. Следует помнить, что регулировка режима питания должна производиться при включенной нагрузке. Поэтому при работе индикатора в качестве вольтметра проверяемая лампа должна оставаться подключенной к зажимам питания через шунты к индикатору.

13-8. ПРОВЕРКА КАЧЕСТВЕННЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ РАДИОЛАМП

В приборах, предназначенных для качественных испытаний радиоламп, обычно ограничиваются определением при типовом режиме работы лампы двух основных величин, непосредственно связанных с ее характеристиками, а именно: анодного тока $I_а$ и крутизны характеристики S. Измерение этих величин должно обязательно проводиться после проверки лампы на отсутствие в ней коротких замыканий. При этом специальной проверки лампы на ток эмиссии и отсутствие обрывов в цепях электродов не требуется, так как наличие этих дефектов приводит к заметному уменьшению анодного тока и крутизны.

Измерение величины анодного тока производят по схеме на рис. 13-6, *а*. На анод и сетки проверяемой лампы подают постоянные напряжения в соответствии с техническими условиями на лампу. Необходимое напряжение смещения на управляющую сетку $U_{с1}$ подводится от специального источника или создается включением в цепь катода резистора автоматического смещения $R_к$, шунтированного электролитическим конденсатором $C_к$ большой емкости. Необходимое сопротивление определяют по формуле

$$R_к = \frac{U_{с1}}{I_а + I_{с2}} \qquad (13\text{-}2)$$

на основе данных режима испытаний.

Анодный ток $I_а$, измеренный миллиамперметром *mA*, должен иметь определенное согласно техническим условиям значение, допустимая величина отклонения от которого зависит от конкретных условий использования лампы и обычно лежит в границах $\pm(10 \div 30)\%$. Требуемый предел измерений миллиамперметра обеспечивается выбором сопротивления шунта $R_ш$.

Схему измерения (рис. 13-6, *а*) можно использовать для сравнительной проверки ламп на низкочастотные шумы. Для этого зажим *Шумы*, связанный через конденсатор C_1, с анодной цепью проверяемой лампы, соединяют проводником с входом усилителя низкой частоты (например, низкочастотным входом радиоприемника). При наличии внутри лампы плохих контактов или плохого крепления электродов легкое постукивание по ее баллону или цоколю приводит к колебаниям анодного тока, которые прослушиваются через громкоговоритель в виде шороха, треска или шума.

Та же схема может быть применена для оценки качества вакуума радиоламп. Для этой цели используют явление ионизации газа, вызываемое потоком электронов при наличии внутри баллона заметных остатков газа. После измерения анодного тока нажатием кнопки *Вакуум* в цепь управляющей сетки включают резистор $R_с$ сопротивлением 50—100 *ком* и отмечают величину изменения

анодного тока $\Delta I_а$. При пониженном вакууме в цепи сетки протекает ионный ток обратного направления, который создает на резисторе $R_с$ падение напряжения, уменьшающее отрицательное смещение на сетке; это приводит к заметному возрастанию анодного тока. Обычно считается допустимым изменение анодного тока в пределах до 5% его исходного значения.

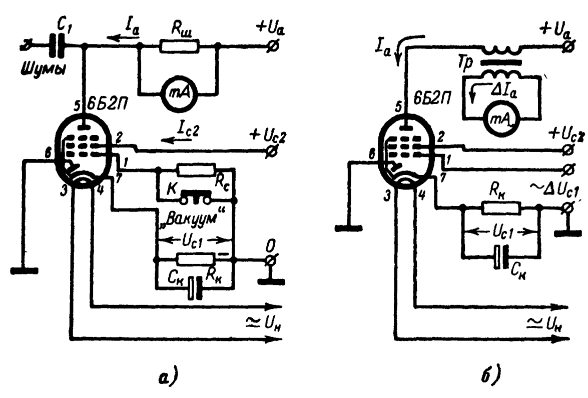


Рис. 13-6. Схемы измерения анодного тока (*а*) и крутизны характеристики (*б*) радиоламп.

Крутизна характеристики является важнейшим параметром, характеризующим усилительное действие лампы; она определяется формулой

$$S = \frac{\Delta I_а}{\Delta U_{с1}} \left[\frac{ма}{в} \right], \qquad (13\text{-}3)$$

где $\Delta I_а$ — приращение анодного тока, вызываемое приращением напряжения управляющей сетки на величину $\Delta U_{с1}$ при неизменных напряжениях на остальных электродах лампы. Определение крутизны характеристики триодов и многосеточных ламп производят на прямолинейных участках их анодно-сеточных характеристик при подведении к управляющим сеткам ламп калиброванного приращения напряжения[1]. Одна из возможных схем крутизномера приведена на рис. 13-6, *б*. На управляющую сетку проверяемой лампы подают небольшое калиброванное переменное напряжение $\Delta U_{с1}$, равное, например, 1 *в*. Соответствующая ему переменная составляющая анодного тока $\Delta I_а$ измеряется миллиамперметром переменного тока *mA*, который благодаря трансформаторному включению защищен от воздействия постоянной составляющей тока. Крутизна характеристики S отсчитывается непосредственно по шкале миллиамперметра; изменение пределов измерений крутизномера может производиться ступенчатым изменением величины напряжения $\Delta U_{с1}$. Например, если вместо напряжения $\Delta U_{с1} \approx 1$ *в* подвести к сетке напряжение $\Delta U_с = 0{,}2$ *в*, то верхний предел измерений крутизномера возрастет в 5 раз.

---

[1] «Радио», 60—10—43.

Типовые режимы радиоламп различных типов не совпадают. Поэтому в испытателе ламп приходится предусматривать возможность получения напряжений самых различных величин для питания цепей накала, анода, экранирующей и управляющей сеток, а также возможность коммутации этих напряжений в соответствии с типом проверяемой лампы и требуемым режимом испытания. Для поддержания постоянства питающих напряжений в приборах предусматривают автоматическую или ручную регулировку.

В испытателях ламп промышленного изготовления (типов Л1-1, Л1-2, Л1-3) применяют штепсельный коммутатор с набором перфорированных карт. Коммутатор состоит из системы разрезных гнезд и комплекта одиночных штепселей (вилок). Каждое гнездо разделено на две изолированные друг от друга части, которые подключены к электродам лампы, источникам питающего напряжения или цепям стрелочного измерителя и электрически соединяются между собой при включении штепселя.

Для каждого типа ламп имеется специальная испытательная карта из плотного картона, на которой пробит ряд отверстий. При наложении соответствующей перфорированной карты на коммутатор и заполнении всех имеющихся на ней отверстий, находящихся против определенных гнезд коммутатора, штепселями обеспечивается безошибочное подключение ко всем электродам лампы требуемых напряжений и выбор нужной шкалы стрелочного измерителя. При испытании сложных ламп для каждой части лампы используют отдельную карту. Для быстрой оценки степени годности ламп по анодному току и крутизне характеристики на соответствующих шкалах измерителя выделяют штриховкой три зоны годности: *Хорошая*, *Сомнительная* и *Плохая*.

Для ламп новых типов испытательные карты можно изготовить самостоятельно, исходя из типового режима ламп, определяемого техническими условиями, и электрической схемой коммутатора [1].

13-9. ПРОСТЕЙШИЕ ИСПЫТАНИЯ КИНЕСКОПОВ

Испытание кинескопов желательно производить без изъятия их из корпуса телевизора. Поэтому испытательный прибор обычно снабжается кабелем, имеющим на конце гнездовую колодку для подключения к цоколю кинескопа вместо аналогичной колодки телевизора.

Для оценки работоспособности кинескопа производят проверку его на отсутствие коротких замыканий и обрывов в цепях электродов, измеряют рабочий ток эмиссии катода и ток утечки между катодом и подогревателем, а также крутизну модуляционной характеристики [2].

Проверка кинескопа на отсутствие в нем коротких замыканий осуществляется аналогично соответствующей проверке радиоламп (§ 13-3). Обнаружение же обрывов затрудняется тем, что для получения заметных токов в цепях электродов необходимо подводить к последним весьма значительные напряжения

Для выявления неисправностей в цепях электродов можно воспользоваться простейшим пробником, питаемым от сети переменного тока и состоящим из неоновой лампы *НЛ* типа МН-7 и двух резисто-

---

[1] «Радио», 58—6—52, 63—6—52, 63—10—16, 63—10—57, 64—10—63.
[2] «Радио», 59—3—63, 59—9—62, 62—12—51, 64—4—26, 64—12—27.

ров R_1 и R_2 (рис. 13-7). При испытании на кинескоп подают напряжение накала через понижающий трансформатор или от телевизора. Если включить пробник между нитью накала (подогревателем) и катодом (положение *Н* переключателя *П*), то при коротком замыкании между этими электродами под действием переменного тока свечение охватит оба электрода неоновой лампы *НЛ*; при хорошей изоляции между ними свечения лампы не наблюдается. Если же включить пробник между модулятором (управляющим электродом) и катодом (положение *М* переключателя *П*), то при исправности этой цепи происходит выпрямление переменного тока и свечение наблюдается лишь вблизи одного из электродов неоновой лампы; при обрыве катода или сильном понижении его эмиссии лампа не светится.

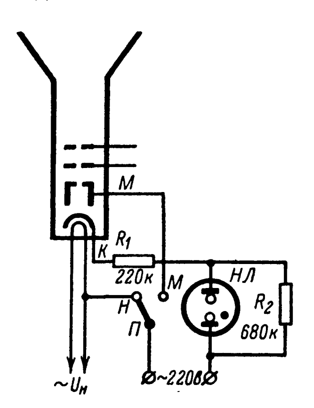


Рис. 13-7. Схема включения пробника с неоновой лампой для проверки кинескопа.

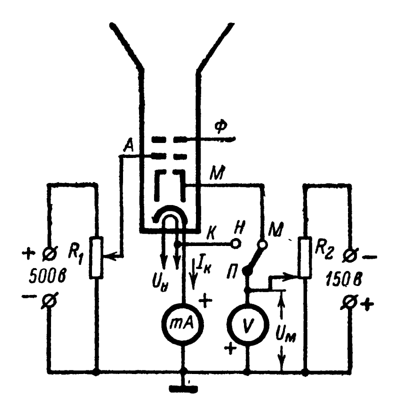


Рис. 13-8. Схема включения приборов для испытания кинескопа.

Схема измерения рабочего тока эмиссии катода приведена на рис. 13-8. Установкой ползунка потенциометра R_2 в нижнее (по чертежу) положение модулятор соединяют с катодом, в цепи которого включен миллиамперметр постоянного тока *mA* с током полного отклонения порядка 2—3 *ма*. Потенциометром R_1 постепенно увеличивают напряжение на первом аноде (ускоряющем электроде) *А*, пока не прекратится прирост показаний миллиамперметра. Последний при данной схеме включения измеряет лишь ту часть тока эмиссии катода, которая создается электронным лучом, проходящим через отверстие модулятора; в хороших кинескопах этот ток достигает 1 *ма* и более.

Схема (рис. 13-8) может быть применена для измерения крутизны модуляционной характеристики

$$S_{\text{м}} = \frac{\Delta I_{\text{к}}}{\Delta U_{\text{м}}} \left[\frac{\textit{мка}}{\textit{в}} \right], \qquad (13\text{-}4)$$

равной отношению изменения тока катода $\Delta I_{\text{к}}$ к изменению напряжения на модуляторе $\Delta U_{\text{м}}$. Измерение обычно производят на наиболее линейном начальном участке модуляционной характеристики ки-

нескопа. Для этого потенциометром R_2 по показаниям вольтметра V последовательно устанавливают на модуляторе отрицательные напряжения $U_{м1}$ и $U_{м2}$, при которых ток катода соответственно равен $I_{к1} = 100$ *мка* и $I_{к2} = 1 \div 5$ *мка*, после чего находят значения $\Delta I_к = I_{к1} - I_{к2}$, и $\Delta U_м = U_{м1} - U_{м2}$. В хороших кинескопах крутизна $S_м$ не менее 3,5 *мка/в*.

Схему (рис. 13-8) можно применить также для измерения тока утечки между катодом и подогревателем. Для этого переключатель *П* переводят в положение *Н* и потенциометром R_2 устанавливают по вольтметру V напряжение 135 *в*. Ток утечки не должен превышать 100 *мка* для кинескопов с углом отклонения луча 70° и 30 *мка* при угле отклонения луча 110°.

В качестве измерителя тока желательно использовать микроамперметр с током полного отклонения 50—100 *мка*, предусмотрев возможность расширения посредством шунтирования его пределов измерений.

13-10. ИСПЫТАНИЕ ГАЗОВЫХ СТАБИЛИТРОНОВ

Стабилитроны (газоразрядные стабилизаторы напряжения) применяются для стабилизации напряжений постоянного тока при изменении тока нагрузки и питающих напряжений. Они работа-

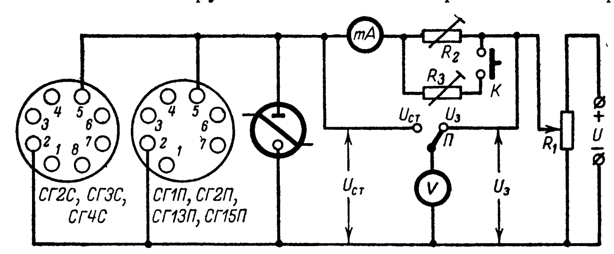


Рис. 13-9. Схема испытания газовых стабилитронов.

ют в режиме нормального тлеющего разряда, который характерен тем, что при изменении тока через стабилитрон в определенных пределах от $I_{мин}$ до $I_{макс}$ падение напряжения на нем $U_{ст}$ остается практически постоянным с точностью до 2—3%. Например, для стабилитрона СГ2П при изменении рабочего тока от 5 до 30 *ма* напряжение стабилизации, средняя величина которого для отдельных экземпляров находится в пределах 104—112 *в*, должна изменяться не более чем на 3 *в*.

Стабилитроны проверяются на короткое замыкание между выводами, величину напряжений зажигания $U_з$ и стабилизации $U_{ст}$ и относительную степень стабилизации, характеризующуюся возможным изменением напряжения стабилизации ΔU *. Первая проверка проводится одним из методов, рассмотренных в § 13-3. Для измерения качественных показателей стабилитронов может быть применена схема на рис. 13-9 или какой-либо из ее вариантов. Питание схемы производится от источника постоянного напряжения U, величина ко-

* «Радио», 54—7—24.

торого должна несколько превышать напряжение зажигания наиболее высоковольтного из проверяемых типов стабилитронов.

Испытание стабилитрона проводят в следующем порядке. Потенциометром R_1 постепенно увеличивают напряжение на стабилитроне, пока не произойдет его зажигание; напряжение зажигания $U_з$ отсчитывают по вольтметру V (с пределом измерений порядка 200 *в*) при установке переключателя *П* в положение «$U_з$». Затем переключатель *П* переводят в положение «$U_{ст}$» для измерения напряжения стабилизации. Ток в цепи стабилитрона измеряется миллиамперметром *mA* (с пределом измерений порядка 50 *ма*) Подстроечным (или переменным) резистором R_2 или потенциометром R_1 устанавливают в цепи ток $I_{мин}$, например 5 *ма*. Затем нажимают кнопку *К* и резистором R_3 увеличивают ток в цепи до $I_{макс}$, например 30 *ма*. При отжатой и нажатой кнопке *К* наблюдают за показаниями вольтметра, среднее значение которых дает напряжение $U_{ст}$; разность этих показаний ΔU определяет величину нестабильности напряжения стабилизации, которая для различных типов стабилитронов не должна превышать 2,5—6 *в*.

Необходимые сопротивления R_2 и R_3 определяются формулами:

$$R_2 \geqslant \frac{U_з - U_{ст}}{I_{мин}}; \quad (13\text{-}5)$$

$$R_3 \geqslant \frac{U_з - U_{ст}}{I_{макс} - I_{мин}}. \quad (13\text{-}6)$$

ГЛАВА ЧЕТЫРНАДЦАТАЯ

ИСПЫТАНИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

14-1. ИСПЫТАНИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ

Общая оценка работоспособности плоскостных диодов, применяемых для выпрямления переменного тока технических частот, производится путем проверки их на обрыв и пробой [1]. Для этой цели можно применить простейший прибор, собранный по схеме на рис. 14-1. Он питается от сети переменного тока через понижающий трансформатор *Тр* на 220/6,3 *в*. В приборе используются два диода: $Д_1$ и $Д_2$ из серии *Д7* и три сигнальные лампочки, потребляющие ток не свыше 0,2 *а* при рабочем напряжении 1—2 *в*. Резистор R_2 рассчитывается на мощность рассеяния 5 *вт*, остальные резисторы — одноваттные.

Проверяемый диод *Д* подключают к входным зажимам с соблюдением полярности, показанной на схеме. При наличии в цепи диода *Д* обрыва загорается лампочка $Л_1$, цепь питания которой замыкается через резистор R_2 (так как падение напряжения на резисторе R_2 невелико, то лампочка $Л_3$ гореть не будет). Если диод *Д* пробит, то к резистору R_2 оказывается приложенным перемен-

[1] «Радио», 62—12—55, 65—12—53.

ное напряжение 6,3 *в*, что приводит к загоранию лампочки $Л_2$ (лампочка $Л_3$ гореть не будет, так как она шунтируется по переменному току конденсатором *С* большой емкости). При исправном диоде *Д* под действием выпрямленного им тока заряжается конденсатор *С* и загорается лампочка $Л_3$; лампочка $Л_1$ не горит, так как ее цепь шунтируется диодом *Д*. Если изменить полярность включения диода *Д*, то должны загореться все лампочки: при одной полуволне переменного напряжения, когда диод *Д* заперт, горит лампочка $Л_1$; при отпертом диоде *Д* горят лампочки $Л_2$ и $Л_3$.

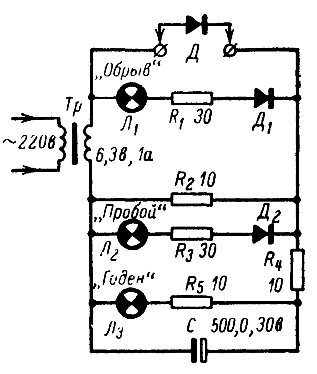


Рис. 14-1. Схема проверки плоскостных диодов.

Свойства диодов на низких частотах достаточно полно определяют их вольт-амперные характеристики и характеристики сопротивлений, снятые на постоянном токе; они представляют собой соответственно зависимости тока через диод и сопротивления диода от величины и полярности приложенного к диоду напряжения. Характеристики диода могут быть вопроизведены на экране электронного осциллографа[1]. Часто ограничиваются определением нескольких точек на характеристике, например прямого и обратного токов $I_п$ и $I_о$ (или прямого и обратного сопротивлений $R_п$ и $R_о$), измеренных при различных полярностях приложенного к диоду постоянного напряжения 1 *в*. По результатам измерений вычисляют коэффициент выпрямления диода

$$K_в = \frac{I_п}{I_о} = \frac{R_о}{R_п}, \qquad (14\text{-}1$$

который должен быть не менее 10—20.

Рис. 14-2. Схема измерения обратного и прямого тока диодов.

Сопротивления $R_п$ и $R_о$ можно приближенно измерить любым омметром с внутренним сопротивлением порядка 100—1 000 *ом*, питаемым от одного элемента на 1—1,5 *в*. Измерение токов $I_о$ и $I_п$ маломощных диодов может производиться по схеме рис. 14-2. В положении *Установка* переключателя $П_1$ переменным резистором R_1 устанавливают на проверяемом диоде *Д*, включенном последовательно с резистором малого сопротивления R_4 или R_5, напряжение 1 *в*. Последнее измеряется вольтметром на 1 *в*, который образуется миллиамперметром *mA* и добавочным резистором R_3. При переводе переключателя $П_1$ в положение *Измерение* миллиамперметр, имеющий сопротивление $R_{ма}$, и резистор $R_4 = R_{ма}$ меняются местами и при-

[1] «Радио», 60—12—15.

бор, в зависимости от установки переключателя $П_2$, измеряет обратный или прямой ток диода. При измерении прямого тока предел измерений миллиамперметра расширяется до требуемого значения при помощи шунта R_5.

В некоторых приборах предусматривают возможность измерения обратного тока диода при повышенных значениях обратного напряжения, например 10 или 50 *в*.

Для оценки частотных свойств диодов снимают их частотные характеристики, пользуясь схемой на рис. 14-3. От измерительного генератора к проверяемому диоду поочередно подводят переменные напряжения различных частот f, но одинаковой величины, обычно 1 *в*. Выпрямленное напряжение U_0 на нагрузочном резисторе R (пропорциональное выпрямленному току диода) измеряется электронным вольтметром постоянного тока V с большим входным сопротивлением. Емкость конденсатора C должна быть достаточной большой, чтобы сопротивление его переменному току при минимальной частоте испытания было значительно меньше сопротивления R. Снимая зависимость напряжения U_0 от частоты f при различных значениях сопротивления R (вплоть до его исключения), можно получить семейство частотных характеристик диода. Прямолинейный горизонтальный участок этих характеристик определяет область рабочих частот диода; последняя сокращается с понижением величины R.

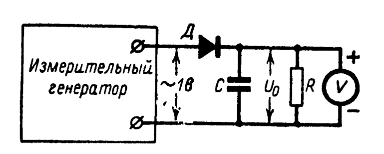


Рис. 14-3. Схема для снятия частотной характеристики диода.

Задача 14-1. Рассчитать схему измерения токов диода (рис. 14-2), если напряжение питания может изменяться в пределах 1,5—1,2 *в*, а миллиамперметр имеет ток полного отклонения 1 *ма* и внутреннее сопротивление 100 *ом*; прямой ток проверяемых типов диодов при напряжении 1 *в* не превышает 10 *ма*.

Ответ: R_1 = 1 *ком*; R_2 = 20 *ом*; R_3 = 900 *ом*; R_4 = 100 *ом*; R_5 = 11,1 *ом*.

14-2. ПРОСТЕЙШИЕ ИСПЫТАНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ

Из-за большого разброса параметров перед установкой в схему необходимо производить подбор и проверку транзисторов на соответствие их качественных показателей требуемым. Испытания транзисторов часто производят на низких частотах или даже на постоянном токе, и их результаты дают активные составляющие параметров транзисторов, чего для многих практических случаев оказывается достаточно.

Оценку работоспособности транзистора можно произвести с помощью любого омметра постоянного тока с напряжением питания до 5 *в* путем измерения последним прямого и обратного сопротивлений *p-n* переходов на участках эмиттер — база и коллектор — база. Прямое сопротивление не должно превышать десятков ом и его большая величина свидетельствует о неисправности транзистора, например обрыве в цепях электродов. Обратное сопротивление должно быть не менее 100 *ком* для плоскостных и 3—10 *ком* для точечных тран-

зисторов, а его малая величина обычно является признаком пробоя *p-n* перехода.

Если цоколевка транзистора неизвестна, то выводы эмиттера и коллектора можно различить посредством измерения сопротивления между ними в двух направлениях; меньшее сопротивление наблюдается при положительном зажиме омметра, соединенном с эмиттером, так как сопротивление току, протекающему от эмиттера к коллектору, обычно в несколько раз меньше сопротивления току обратного направления.

В простейших испытателях транзисторов ограничиваются измерением на постоянном токе величин обратного тока коллекторного перехода $I_{к.о}$ и коэффициента усиления по току β *; для этой цели посредством небольшой переделки или использования несложных приставок могут быть приспособлены и обычные авометры [1].

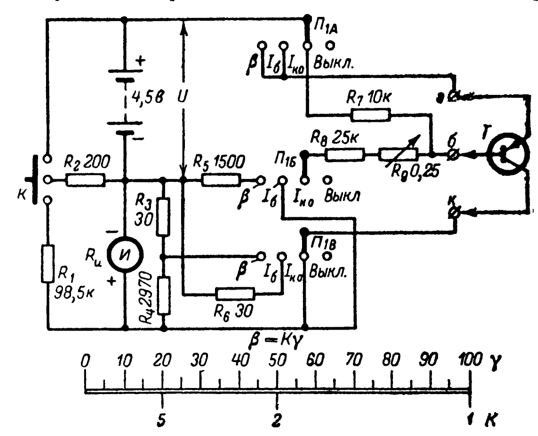


Рис. 14-4. Схема прибора для проверки маломощных транзисторов и развернутая шкала его стрелочного измерителя.

На рис. 14-4 приведена схема простого прибора для испытания маломощных транзисторов типа *p-n-p*. Данные деталей на схеме относятся к случаю использования в качестве стрелочного измерителя *И* микроамперметра типа М24 или М265 с током полного отклонения $I_и = 50$ *мка* и внутренним сопротивлением $R_и = 3\,000$ *ом*. Шунт из резисторов R_3 и R_4, включенный параллельно микроамперметру, понижает чувствительность последнего до 100 *мка* и уменьшает общее сопротивление индикаторной цепи до 1 500 *ом*. Отсчет всех измеряемых величин производится по верхней шкале измерителя, имеющей равномерную градуировку от 0 до 100 в условных единицах γ (шкала измерителя в развернутом виде показана в нижней части рис. 14-4).

Источником питания прибора служит батарея типа ФМЦ (КБС). Проверка ее производится при выключенном питании прибора нажа-

---

* «Радио», 57—9—49, 59—4—23, 61—3—35, 61—3—37, 63—1—50, 64—10—31, 65—3—42, 65—8—30, 66—2—48, 66—2—54, 66—4—51.

[1] «Радио», 61—3—36, 62—9—46, 63—10—56, 64—10—43, 66—6—44.

тием трехконтактной кнопки K. При этом параллельно батарее включается резистор R_2, эквивалентный максимальной нагрузке, а измеритель, соединенный последовательно с добавочным резистором R_1, превращается в вольтметр с пределом измерений $U_п = 10$ *в*, измеряющий напряжение на зажимах батареи питания; величина последнего определяется по формуле

$$U = 0,1\gamma\,[в].$$

Исследуемый транзистор типа *p-n-p* подключается к зажимам *э*, *б* и *к* (*эмиттер*, *база*, *коллектор*). Род работы прибора определяется трехсекционным переключателем $П_1$ на четыре положения: *Выкл.*, $I_{к.о}$, $I_б$ и β.

При установке переключателя в положение $I_{к.о}$ прибор измеряет по схеме на рис. 14-5, *а* (при разомкнутой цепи эмиттера) обратный ток коллекторного перехода, величина которого (в микроамперах) отсчитывается непосредственно по верхней шкале измерителя.

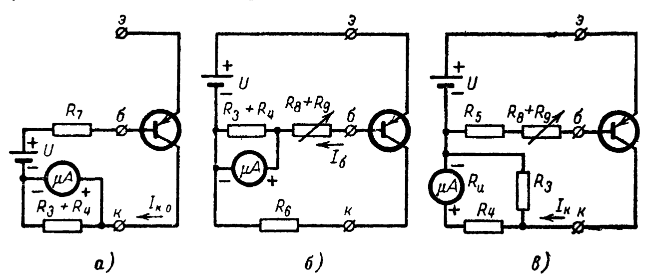


Рис. 14-5. Схемы измерения токов транзисторов $I_{к.о}$ (*а*), $I_б$ (*б*) и $I_к$ (*в*).

Резистор R_7 служит для ограничения тока через микроамперметр при пробое в транзисторе или неправильном подключении его. Величина тока $I_{к.о}$ характеризует температурную стабильность, надежность и долговечность транзистора, устойчивость его параметров во времени. В маломощных транзисторах со стабильными параметрами ток $I_{к.о}$ не превышает 10—20 *мка* и не возрастает при длительном пребывании транзистора под током.

Для оценки усилительных свойств транзистора измеряют его коэффициент усиления по току (при схеме с общим эмиттером)

$$\beta = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_б}, \tag{14-2}$$

где $\Delta I_к$ — приращение тока коллектора, обусловленное приращением $\Delta I_б$ тока базы при постоянном напряжении на коллекторе. Так как зависимость тока коллектора $I_к$ от тока базы $I_б$ близка к линейной, то отношение приращений этих токов можно заменить отношением самих токов. Тогда (с учетом тока $I_{к.о}$)

$$\beta = \frac{I_к - I_{к.о}}{I_б + I_{к.о}}. \tag{14-3}$$

Следовательно, измерение коэффициента β можно производить на постоянном токе. Обычно $I_{к.о} \ll I_б \ll I_к$ и приближенно можно считать

$$\beta = \frac{I_к}{I_б + I_{к.о}} \approx \frac{I_к}{I_б}. \qquad (14\text{-}4)$$

Из последней формулы следует, что при фиксированном значении тока $I_б$ коэффициент β целиком определяется током коллектора $I_к$. Поэтому в приборе измерению коэффициента β предшествует калибровка тока $I_б$. Для этого переключатель $П_1$ устанавливают в положение «$I_б$», при котором транзистор включается по схеме на рис. 14-5, *б* (с общим эмиттером). Ток базы $I_б$ регулируется реостатом R_9, последовательно с которым включен ограничительный резистор R_8, и отсчитывается (в микроамперах) непосредственно по верхней шкале измерителя. Ток базы устанавливают таким, чтобы получить отклонение стрелки измерителя до одной из отметок K по его нижней шкале (*1*, *2* или *5*). Затем переключатель $П_1$ переводят в положение «β» и измеритель переключается из цепи базы в цепь коллектора для измерения тока $I_к$ (рис. 14-5, *в*). При этом благодаря использованию резисторов R_3 и R_4 в качестве универсального шунта чувствительность измерителя загрубляется до 10 *ма* и подсчет коллекторного тока следует производить по формуле

$$I_к = 0{,}1\gamma\,[ма].$$

Практически благодаря наличию у измерителя нижней шкалы с отметками значений K необходимость в подсчете абсолютных значений токов $I_б$ и $I_к$ отпадает, так как коэффициент усиления определяется простой формулой

$$\beta = K\gamma.$$

Действительно, если установить предельный ток базы $I_{б.п}$ = =100 *мка*, что соответствует $K=1$, то при предельном коллекторном токе $I_{к.п}=10$ *ма* ($\gamma=100$ делений) получим предельный колффициент усиления $\beta = 1 \cdot 100 = 100$. Отметке $K = 2$ соответствует ток $I_б = 100/2 = 50$ *мка* и полное отклонение стрелки измерителя при $K = 200$. При $K = 5$ ($I_б = 100/5 = 20$ *мка*) получим предельное значение $\beta_п = 500$. Следовательно, при использовании двух шкал измерителя легко осуществляются как подсчет коэффициента β, так и расширение его пределов измерений.

Если желательно повысить точность измерений, то в соответствии с формулой (14-4) при установке тока $I_б$ стрелку измерителя не доводят до выбранной отметки K на число делений верхней шкалы, равное измеренному току $I_{к.о}$. Например, если $I_{к.о}$ = 10 *мка*, то при выборе $K = 1$ стрелку устанавливают на отметку 90 (а не 100) по верхней шкале.

Резисторы R_5 и R_6 являются эквивалентами измерителя при переключениях его из схемы на рис. 14-5, *б* в схему на рис. 14-5, *в* и обратно.

В приборе можно использовать микроамперметр любого типа с током полного отклонения $I_и$ не более 200—300 *мка*. При известных данных микроамперметра ($I_и$ и $R_и$) выбирают предельные значения шкалы вольтметра $U_п = 5 \div 10$ *в*, тока базы $I_{б.п} = (1{,}2 \div 2)I_и$ и то-

ка коллектора $I_{к.п} = (50 \div 100) I_{б.п}$. Необходимые сопротивления резисторов R_7, R_8 и R_9 можно определить из формул:

$$R_7 \geqslant \frac{U}{5I_{б.п}}; \tag{14-5}$$

$$R_8 \approx \frac{U}{2I_{б.п}}; \tag{14-6}$$

$$R_9 \approx \frac{5U}{I_{б.п}}. \tag{14-7}$$

Данные остальных резисторов находятся по формулам § 2-4 и 3-2.

При необходимости проверки транзисторов типа *n-p-n* прибор дополняется переключателем, позволяющим изменять полярность включения в схему батареи питания и измерителя *И*.

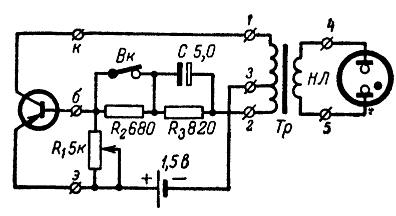


Рис. 14-6. Схема испытания транзисторов в режиме генерации.

В некоторых приборах испытание транзисторов производится в режиме генерации [1]. Например, при включении транзистора по схеме (рис. 14-6) о его усилительных свойствах судят по величине генерируемого напряжения низкой частоты, определяемого косвенно по интенсивности свечения неоновой лампочки *НЛ* или измеряемого электронным вольтметром при подключения последнего к зажимам *1* и *2* или *4* и *5*. Резистор R_2 включается лишь при испытании мощных транзисторов. Для сравнительной оценки качества различных транзисторов используется резистор переменного сопротивления R_1, позволяющий регулировать ток базы; он снабжается равномерной шкалой, разбитой, например, на 100 делений. Трансформатор *Тр* берется повышающий с расчетом обеспечения зажигания неоновой лампочки *НЛ*.

При испытании транзистора для облегчения возникновения генерации ползунок резистора R_1 устанавливают первоначально в крайнее нижнее (по чертежу) положение. Затем ползунок перемещают вверх (уменьшая ток базы) до срыва генерации. Чем выше данное положение ползунка, тем больше коэффициент усиления транзистора. Для двух одинаковых по параметрам транзисторов срыв генерации наблюдается при одном и том же положении ползунка.

Если вместо трансформатора *Тр* в схему генератора поочередно включать колебательные контуры различных частотных диапазонов, то по величине генерируемых колебаний можно судить об усилительных свойствах транзистора на этих частотах.

Задача 14-2. Рассчитать схему испытателя транзисторов (рис. 14-4), если в приборе применен микроамперметр типа ИТ ($I_и$ = 150 *мка*; $R_и$ = 1 500 *ом*) и выбраны предельные значения напряжений и токов: $U_п$ = 10 *в*; $I_{б.п}$ = 200 *мка*; $I_{к.п}$ = 10 *ма*.

[1] «Радио», 57—9—49, 60—2—54, 62—4—60, 61—10—53, 66—2—54.

Ответ: $R_1 = 49$ *ком*; $R_2 = 200$ *ом*; $R_3 = 90$ *ом*; $R_4 = 4\,410$ *ом*; $R_5 = 1\,100$ *ом*; $R_6 = 90$ *ом*; $R_7 = 5$ *ком*; $R_8 = 16$ *ком*; $R_9 = 0{,}25$ *Мом*; $\beta_п = 50$ (при $I_б = 200$ *мка*).

14-3. ИЗМЕРЕНИЕ НЕКОТОРЫХ ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРОВ

В приборах повышенной точности устанавливают определенный режим испытания транзисторов, который обычно задается напряжением смещения на коллекторе $U_к$ и током смещения эмиттера $I_э$ или базы $I_б$. Для измерения параметров транзистора создают калиброванное приращение тока или напряжения во входной цепи и измеряют вызванное им приращение тока или напряжения в выходной цепи. Если измерения проводятся в статическом режиме (методом постоянных приращений), то стрелочный измеритель желательно включать по мостовой схеме [1]. В исходном режиме мост уравновешивается по нулевому отклонению стрелки измерителя; при изменении режима входной цепи показания измерителя должны быть пропорциональны соответствующим приращениям тока или напряжения на выходе.

Во многих приборах измерение параметров транзисторов производят в динамическом режиме [2]. Для создания необходимых приращений токов и напряжений смещения на измерительные схемы подают калиброванное напряжение переменного тока частотой 200—1 000 *гц* от встроенного в прибор транзисторного генератора. Для измерения возникающего на выходе переменного напряжения в состав прибора включают чувствительный транзисторный милливольтметр с большим входным сопротивлением. Измерение переменных токов производится тем же милливольтметром посредством измерения падений напряжений на небольших калиброванных резисторах, включенных в цепи этих токов. Для измерений на постоянном токе используют непосредственно стрелочный измеритель милливольтметра.

Коэффициенты усиления по току β и α, связанные формулой

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}, \qquad (14\text{-}8)$$

определяются при коротком замыкании (по переменному току) на выходе транзистора. Измерение коэффициента $\alpha = \Delta I_к/\Delta I_э$ производится при включении транзистора по схеме с общей базой, представленной на рис. 14-7, *а*. Переменное напряжение U создает в цепи эмиттера калиброванное приращение тока $\Delta I_э = U/R_1$, которое достигается выбором сопротивлений $R_1 \gg R_{вх}$ и $R_2 \gg R_{вх}$ (где $R_{вх}$ — сопротивление эмиттерного перехода) при сравнительно большой емкости разделительного конденсатора C_1. При этом ток базы получает приращение $\Delta I_б = (1-\alpha)\Delta I_э$. Шкала милливольтметра mV, показания которого пропорциональны току $\Delta I_б$, градуируется в значениях $(1-\alpha)$ или непосредственно в значениях α.

Измерение коэффициента β производится по схеме с общим эмиттером, приведенной на рис. 14-7, *б*. Напряжение U создает в цепи

---

[1] «Радио», 61—3—37.
[2] «Радио», 58—5—58, 61—3—39, 65—9—52.

базы калиброванное приращение тока $\Delta I_б = U/R_1$. При этом ток коллектора получает приращение $\Delta I_к = \beta \Delta I_б$, что позволяет проградуировать шкалу милливольтметра в значениях β.

Смешанные h-параметры характеризуют связи между входными и выходными цепями транзистора, которые определяются уравнениями:

$$\Delta U_1 = h_{11}\Delta I_1 + h_{12}\Delta U_2; \qquad (14\text{-}9)$$

$$\Delta I_2 = h_{21}\Delta I_1 + h_{22}\Delta U_2, \qquad (14\text{-}10)$$

где ΔU_1 и ΔI_1, ΔU_2 и ΔI_2 — переменные составляющие (приращения) напряжения и тока, отнесенные соответственно к входу и выходу

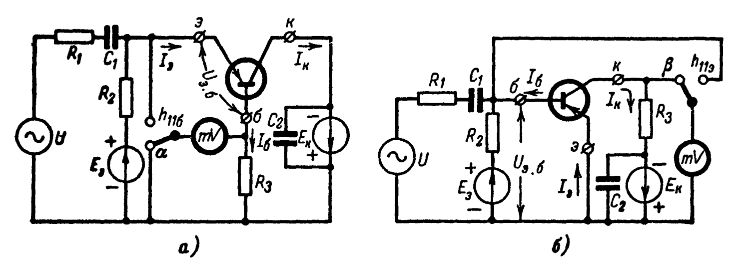


Рис. 14-7. Схемы измерения параметров транзисторов α и $h_{11б}$ (*а*), β и $h_{11э}$ (*б*).

транзистора. Для обозначения схемы включения (с общей базой, эмиттером или коллектором), в которой снят h-параметр, к индексу последнего добавляется буква *б*, *э* или *к*.

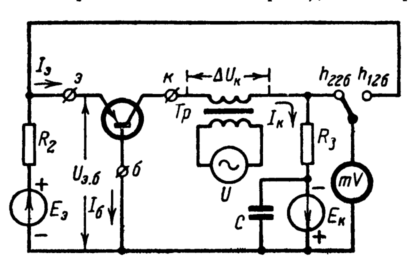


Рис. 14-8. Схема измерения параметров транзисторов $h_{12б}$ и $h_{22б}$.

При коротком замыкании на выходе, т. е. при $\Delta U_2 = 0$, могут быть определены параметры $h_{11} = \Delta U_1/\Delta I_1$ (входное сопротивление транзистора) и $h_{21} = \Delta I_2/\Delta I_1$ (коэффициент усиления по току), причем $h_{21б} = \Delta I_к/\Delta I_э = \alpha$, а $h_{21э} = \Delta I_к/\Delta I_б = \beta$. Схемы (рис. 14-7, *а* и *б*) пригодны соответственно для измерений параметров $h_{11б} = \Delta U_{э.б}/\Delta I_э$ и $h_{11э} = \Delta U_{э.б}/\Delta I_б$. При установке переключателей в положение h_{11} милливольметр в обеих схемах измеряет приращение входного напряжения $\Delta U_{э.б}$, которое при фиксированном значении входного тока пропорционально параметру h_{11}.

При разомкнутой по переменному току входной цепи, т. е. при $\Delta I_1 = 0$, могут быть определены параметры $h_{12} = \Delta U_1/\Delta U_2$ (коэффициент обратной связи по напряжению) и $h_{22} = \Delta I_2/\Delta U_2$ (выходная проводимость транзистора). Схема измерения параметров $h_{12б}$ и $h_{22б}$ приведена на рис. 14-8. Режим холостого хода создается на входе выбором достаточно большого сопротивления R_2. В цепь коллектора через трансформатор Tp вводится калиброванное переменное напря-

жение $\Delta U_к$. При установке переключателя в положение $h_{22б}$ показания милливольтметра будут пропорциональны приращению коллекторного тока $\Delta I_к = h_{22б} \Delta U_к$. В положении переключателя $h_{12б}$ прибор измеряет приращение входного напряжения $\Delta U_{э.б} = h_{12б} \Delta U_к$. Аналогичным образом строится схема для измерения параметров $h_{12э}$ и $h_{22э}$.

Свойства транзистора наиболее полно определяются его эмиттерными и коллекторными характеристиками. Снятие этих характеристик по точкам требует применения сравнительно сложных измерительных установок или приборов [1]. Для автоматического получения семейств характеристик транзистора путем их визуального воспроизведения на экране электроннолучевой трубки используются характериографы или специальные приставки к обычным осциллографам [2] (§ 15-15).

---

[1] «Радио», 56—2—47.
[2] «Радио», 60—12—15, 63—4—59, 65—7—55.

Раздел IV
ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ РАДИОСИГНАЛОВ

ГЛАВА ПЯТНАДЦАТАЯ
ЭЛЕКТРОННЫЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ

15-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Стрелочные измерительные приборы, применяемые для исследования электрических колебаний, позволяют измерять с достаточно высокой точностью лишь отдельные параметры этих колебаний, например амплнтудное, действующее или средневыпрямленное значение напряжения (тока), частоту, фазовый сдвиг, коэффициент амплитудной модуляции и т. п. Показания таких приборов являются достоверными и достаточными лишь при строго синусоидальной форме колебаний и становятся ошибочными или даже теряют смысл при колебаниях усложненной формы. При этом не всегда удается выявить несинусоидальность исследуемых колебаний и учесть вызванную этим ошибку измерений.

Электрические процессы, протекающие во многих радиотехнических устройствах, особенно в телевизионных, радиолокационных, телеметрических и др., являются весьма сложными и определяются большим числом параметров, непосредственное измерение которых стрелочными приборами не всегда возможно и рационально. Для полной характеристики таких процессов необходимо знать закон их изменения во времени.

Электронными осциллографами называются универсальные измерительные приборы, предназначенные для наблюдения, исследования и фотографирования разнообразных электрических процессов, графически воспроизводимых на экране электронно-лучевой трубки. Помимо качественной оценки исследуемых процессов, осциллографы позволяют измерять ряд их параметров: амплитудные и мгновенные значения напряжений и токов, мощность, длительность импульсов и т. д. Они широко используются в качестве индикаторов при измерениях методами сравнения частоты (§ 16-6), сдвига фаз (§ 18-3), коэффициента амплитудной модуляции (§ 19-4), девиации частоты и других параметров радиосигналов. Малая инерционность осциллографов позволяет применять их для исследований и измерений периодически повторяющихся электрических колебаний в широ-

ком диапазоне частот от нуля (постоянный ток) до десятков и сотен мегагерц, а также непериодических или редко повторяющихся колебаний, например одиночных импульсов или электрических разрядов. Высокая чувствительность осциллографа определяет возможность исследований очень слабых колебаний, а большое входное сопротивление исключает влияние прибора на режим цепей, к которым он подключается.

Осциллографы применяются как в виде отдельных приборов, так и в качестве составных частей специальных установок. При использовании вспомогательных устройств на экране прибора можно воспроизвести вольт-амперные, частотные, амплитудные, фазовые, переходные и другие характеристики исследуемых цепей.

Осциллографы облегчают проверку, регулировку и отыскание неисправностей в электронных установках [1]; они позволяют по форме кривой колебаний судить о качестве работы генераторных и усилительных устройств, обнаружить появление искажений при прохождении сигналов через электрические цепи. Осциллографы могут быть также приспособлены для измерения различных параметров радиодеталей [2].

Осциллографические методы исследований широко распространены не только в радиоэлектронике, но и во многих других областях науки и техники: экспериментальной физике, химии, биологии, медицине, астрономии, металлургии и т. д. Здесь они применяются для исследования и измерения разнообразных неэлектрических явлений и величин, преобразуемых с помощью датчиков в электрические.

Схемы современных осциллографов весьма разнообразны и определяются назначением приборов и предъявляемыми к ним техническими требованиями (§ 15-5). Электрическая часть этих схем выполняется на электронных лампах [3] или транзисторах [4]. В настоящей главе рассматриваются отдельные наиболее характерные узлы электронных осциллографов, определяющие их технические возможности и назначение органов управления.

15-2. ИНДИКАТОРЫ ЭЛЕКТРОННЫХ ОСЦИЛЛОГРАФОВ

В качестве индикаторов осциллографов обычно используются низковольтные электроннолучевые трубки с электростатической фокусировкой и управлением (серии ЛО). Исследуемый процесс наблюдается в виде светящейся кривой, возникающей на экране трубки в результате бомбардировки его электронным лучом, т. е. узким пучком быстро летящих электронов.

Электроннолучевая трубка (ЭЛТ), устройство и схема включения которой показаны на рис. 15-1, представляет собой электронный вакуумный прибор с длинным стеклянным баллоном цилиндрической формы, имеющим на одном из концов конусообразное расширение. Электроды, расположенные внутри баллона, разделяются на две группы. Одни из них образуют электронную пушку, создающую электронный луч, направленный вдоль оси трубки. Другие

---

[1] «Радио», 51—6—38, 55—10—28, 56—9—53.
[2] «Радио», 52—8—59, 53—6—46, 59—9—60, 60—6—60, 61—6—37, 61—8—55, 62—7—61, 64—3—59.
[3] «Радио», 51—9—44, 53—5—54, 54—12—58, 55—1—59, 55—4—58, 56—1—59, 58—9—35, 65—4—54, 66—5—56.
[4] «Радио», 57—12—47, 64—8—43.

электроды — отклоняющие пластины — служат для управления электронным лучом при движении его к экрану, нанесенному на внутренней поверхности основания конуса.

Электронная пушка (электронный прожектор) состоит из подогревного катода *К*, управляющего электрода *УЭ* и двух анодов: A_1 и A_2. Эмиссия электронов происходит с торцовой поверхности катода, в центральной части которой нанесен оксидный слой. Катод часто соединяют с одним из концов нити накала *НН* непосредственно или через низкоомный резистор, что исключает возможность возникновения значительной разности потенциалов и пробоя изоляции между катодом и нитью накала. Питание электронной пушки производится

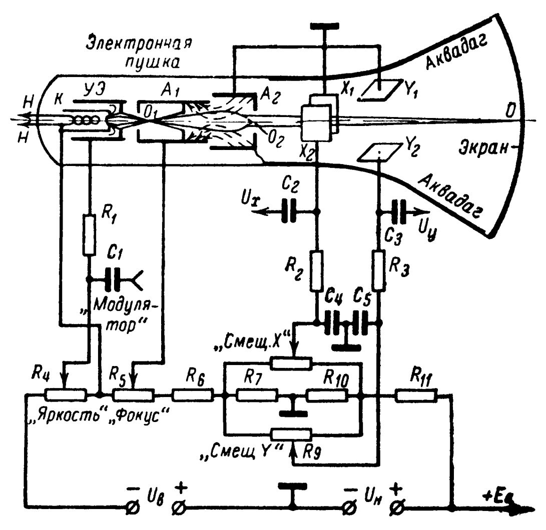


Рис. 15-1. Устройство и схема включения осциллографической электроннолучевой трубки.

от источника высоковольтного напряжения $U_в = 1 \div 3$ *кв* через делитель напряжения $R_4 — R_7$.

Первоначальная регулировка электронного луча осуществляется при помощи управляющего электрода *УЭ*, который выполняется в виде металлического цилиндра, окружающего катод, с небольшим круглым отверстием в центре основания. На управляющий электрод подается отрицательное (по отношению к катоду) напряжение порядка нескольких десятков вольт, под действием которого электроны сосредоточиваются вблизи оси трубки. Здесь электроны попадают в ускоряющее поле анода A_1 и часть из них, преодолевая отталкивающее действие со стороны основания цилиндра *УЭ*, проскакивает в его центральное отверстие и устремляется по направлению к аноду. Изменяя потенциометром R_4 потенциал управляющего электрода, можно регулировать количество электронов, составляющих электронный луч, а следовательно, и вызываемую ими яркость свечения экрана. При большом отрицательном напряжении на управляющем электроде

электронный луч полностью запирается и изображение на экране пропадает. Таким образом, управляющий электрод (его иногда называют модулятором) действует аналогично управляющей сетке в электронных лампах. Во многих осциллографах предусматривают возможность подачи на управляющий электрод (через гнездо *Модулятор* и разделительный конденсатор C_1) переменного или импульсного напряжения с целью модуляции яркости свечения экрана.

Электроны приобретают требуемую скорость под воздействием полей двух цилиндрических анодов: A_1 и A_2, расположенных вдоль оси трубки. На аноды подаются положительные напряжения порядка 100—500 *в* на анод A_1 и 1—3 *кв* на анод A_2. Попадая внутрь первого анода, электроны после пересечения в осевой точке O_1 движутся по расходящимся траекториям. Для ограничения ширины электронного луча аноды снабжены диафрагмами в виде перегородок с узкими отверстиями в центре.

Окончательное оформление потока электронов в электронный луч и фокусировка его происходят в электростатическом поле между первым и вторым анодами. На рис. 15-1 показано пунктиром несколько силовых линий этого поля. Внутри первого анода силовые линии идут под большим углом к оси трубки и на электроны действуют значительные силы, увлекающие их вперед по направлению к осевой точке O_2. Однако внутри второго анода направление силовых линий изменяется так, что электроны, продолжая двигаться ускоренно, в то же время несколько оттягиваются от оси. По выходе за пределы второго анода электроны летят с постоянной скоростью под малым углом к оси трубки по прямолинейным траекториям, сходящимся в некоторой осевой точке O. Изменяя потенциометром R_5 напряжение, подводимое к первому аноду, подбирают такую форму поля между анодами A_1 и A_2, при которой электронный луч фокусируется в точке O, лежащей на поверхности экрана; при этом на экране наблюдается небольшое светящееся пятно диаметром порядка десятых долей миллиметра.

В рассмотренной конструкции ЭЛТ изменение напряжения на первом аноде при фокусировке электронного луча влияет на яркость свечения экрана вследствие изменения электростатического поля между управляющим электродом и первым анодом. Для устранения этого недостатка во многих трубках между управляющим электродом и анодом A_1 помещают дополнительный ускоряющий электрод в виде длинного цилиндра с одной или двумя диафрагмами; его электрически соединяют со вторым анодом. При этом на первый анод, имеющий вид короткого открытого цилиндра, электроны почти не попадают и ток его близок к нулю. В такой системе регулировка яркости становится независимой от регулировки фокуса.

Экран трубки представляет собой нанесенный на поверхность стекла тончайший слой специального вещества — люминофора, способного светиться под действием ударов электронов. Экраны трубок, предназначенных для визуального наблюдения, покрываются виллемитом или сернистым цинком, дающим зеленое свечение, хорошо воспринимаемое глазом. Для фотографирования пригодны также экраны, покрытые вольфрамовыми солями, которые дают синее свечение.

Все люминофоры в большей или меньшей степени обладают свойством послесвечения, т. е. свечение, возникшее в данной точке экрана, наблюдается некоторое время и после прекращения воздействия

на экран электронного луча. В большинстве осциллографов применяются трубки с экранами, имеющими время послесвечения порядка десятых долей секунды. Для исследования очень медленных, а также одиночных или редко повторяющихся процессов используются экраны с длительным послесвечением порядка нескольких секунд.

Длительное воздействие резко сфокусированного электронного луча на одну и ту же точку экрана при большой яркости свечения может вызвать прогорание люминофора. Поэтому для увеличения срока службы трубки рекомендуется работать при возможно меньших яркостях, избегая получения на экране неподвижной светящейся точки.

Электроны луча, бомбардируя экран, выбивают из него вторичные электроны. Благодаря этому устраняется опасность накопления на экране отрицательных зарядов и устанавливается электрическое равновесие, при котором потенциал экрана остается неизменным. Для отвода вторичных электронов на внутреннюю поверхность трубки, начиная от второго анода и почти до экрана, часто наносят проводящий слой графита, так называемый аквадаг, который электрически соединяют со вторым анодом.

Графитовое покрытие полезно и тем, что оно экранирует электронный луч от электрических и магнитных полей, существующих вне трубки. Однако эта экранировка не всегда является достаточной и для ее усиления трубку помещают в стальной цилиндр, ослабляющий влияние магнитных полей, создаваемых трансформаторами и дросселями; последние желательно помещать возможно дальше от трубки. Дополнительную экранировку от внешних полей создает металлический кожух осциллографа.

Осциллографические ЭЛТ изготовляются с диаметром экрана от 5 до 18 *см*; специальные конструкции трубок имеют диаметр экрана до 31 *см*.

15-3. УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОННЫМ ЛУЧОМ И ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ ЭЛЕКТРОННОЛУЧЕВОЙ ТРУБКИ

В осциллографических трубках управление электронным лучом осуществляется с помощью двух пар взаимно перпендикулярных пластин: вертикально отклоняющих Y_1, Y_2 и горизонтально отклоняющих X_1, X_2, расположенных между вторым анодом и экраном При отсутствии на этих пластинах напряжений электронный луч, перемещаясь прямолинейно, создает светящееся пятно в центре экрана O. При подаче на пару пластин, например Y_1, Y_2, постоянного напряжения $U_у$ между ними возникает электрическое поле, попадая в которое электроны начинают двигаться по параболе, отклоняясь в сторону положительно заряженной пластины (рис. 15-2). Выйдя за пределы этого поля, электроны, сохраняя полученное направление движения, летят прямолинейно и попадают на экран в некоторой точке A, смещенной по вертикали от точки O на расстояние

$$D_у = S_у U_у, \quad (15\text{-}1)$$

пропорциональное приложенному напряжению $U_у$. Коэффициент пропорциональности $S_у$ называется чувствительностью трубки по вертикальному отклонению и численно характеризует величину откло-

нения пятна на экране (в миллиметрах) при подведении к пластинам Y_1, Y_2 напряжения 1 *в*.

При подаче постоянного напряжения U_x на вторую пару пластин X_1, X_2 светящееся пятно на экране смещается от точки O по горизонтали на расстояние

$$D_x = S_x U_x, \qquad (15\text{-}2)$$

где S_x — чувствительность трубки по горизонтальному отклонению.

Чувствительность является важнейшим параметром ЭЛТ; она зависит от конструкции трубки и режима ее работы и при параллельном расположении пары отклоняющих пластин приближенно определяется формулой

$$S \approx \frac{bm}{2dU_{a2}}, \qquad (15\text{-}3)$$

где b — длина отклоняющих пластин; m — расстояние от середины пластин до экрана; d — расстояние между пластинами; U_{a2} — напряжение на втором аноде.

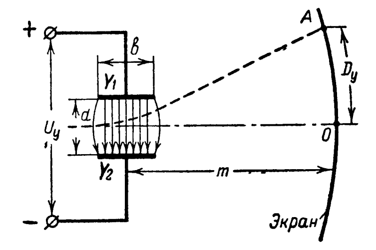


Рис. 15-2. Отклонение электрона электростатическим полем отклоняющих пластин.

С целью повышения чувствительности трубки уменьшают расстояние между отклоняющими пластинами, что приводит к возрастанию напряженности электрического поля. Однако при этом возникает опасность перехвата электронов положительно заряженной пластиной; чтобы устранить эту опасность, в большинстве трубок отклоняющие пластины располагают не параллельно, а под углом друг к другу с раствором в сторону экрана; применяют также способ отгибания наружу концов пластин, ближайших к экрану.

Повышения чувствительности можно достигнуть и путем понижения напряжения на втором аноде, приводящего к уменьшению скорости электронов. Однако это не всегда допустимо из-за ослабления яркости свечения экрана и ухудшения фокусировки луча. Высокая чувствительность при большой скорости электронов обеспечивается в трубках с послеускорением, имеющих третий ускоряющий анод, находящийся под напряжением в несколько киловольт и расположенный между отклоняющими пластинами и экраном. В качестве третьего анода часто используют кольцеобразный слой аквадага.

Чувствительность большинства осциллографических трубок лежит в пределах от 0,1 до 0,5 *мм/в*. При этом обычно $S_x > S_y$, так как горизонтально отклоняющие пластины располагают, как правило, дальше от экрана, чем вертикально отклоняющие пластины.

Электроны имеют ничтожную массу, поэтому при изменении напряжения на отклоняющих пластинах электронный луч практически мгновенно изменяет свое направление в соответствии с новым значением напряжения, вызывая сдвиг светящегося пятна на экране. При подводе к паре отклоняющих пластин, например Y_1, Y_2, переменного напряжения светящееся пятно будет непрерывно перемещаться по вертикали. Если частота напряжения превышает 10—20 *гц*, то

вследствие инерционности нашего зрения и некоторого послесвечения экрана отдельные положения перемещающегося пятна сольются и на экране будет наблюдаться вертикальная светящаяся линия. Длина линии l определяется двойной амплитудой переменного напряжения $U_{м}$, поэтому последнюю можно определить по формуле

$$U_{м}=\frac{l}{2S}. \tag{15-4}$$

ЭЛТ можно использовать в качестве вольтметра в весьма широком диапазоне частот от нуля до десятков и сотен мегагерц. Ее главным достоинством как измерительного прибора является весьма высокое входное сопротивление, определяемое в основном небольшой входной емкостью отклоняющих пластин. Однако малая чувствительность ЭЛТ ограничивает пределы измерений лишь областью сравнительно больших напряжений от десятков вольт и выше.

При одновременном воздействии переменных напряжений на пластины Y_1, Y_2 и X_1, X_2 положение светящегося пятна на экране в каждый момент времени определяется мгновенными значениями отклоняющих напряжений и на экране наблюдается кривая сложной траектории перемещения пятна.

На сверхвысоких частотах порядка десятков и сотен мегагерц начинает сказываться влияние входной емкости отклоняющих пластин. При еще более высоких частотах основным фактором, ограничивающим применение ЭЛТ, становится время пролета электронов вдоль пластин; если это время окажется соизмеримым с периодом приложенного к пластинам переменного напряжения, то силы, действующие на электронный луч на различных участках пути вдоль пластин, могут заметно различаться по величине, а также по направлению. В результате с повышением частоты чувствительность трубки падает, а форма наблюдаемых на экране колебаний искажается. Для расширения верхней границы частотного диапазона трубки укорачивают отклоняющие пластины, а скорость электронов увеличивают посредством значительного повышения напряжения на втором аноде.

Разность потенциалов между отклоняющими пластинами и вторым анодом должна быть мала во избежание возникновения между ними заметного электрического поля, могущего нарушить фокусировку электронного луча. На отклоняющие пластины обычно подаются сравнительно небольшие относительно земли напряжения, поэтому с целью уравнивания потенциалов второй анод трубки в некоторых осциллографах соединяют с корпусом, так же как и одну из отклоняющих пластин каждой пары (рис. 15-1). При этом оказывается необходимым соединять с корпусом и положительный полюс источника высоковольтного напряжения $U_{в}$, вследствие чего катод и управляющий электрод трубки оказываются под высоким отрицательным напряжением относительно корпуса.

К отклоняющим пластинам переменные напряжения U_x и U_y подаются через разделительные конденсаторы C_2 и C_3. Кроме того, на пластины подают регулируемое по величине постоянное напряжение для установки начального положения светящегося пятна на экране. Для этой цели в схеме (рис. 15-1) используются постоянные резисторы R_7 и R_{10}, первый из которых включен в цепь делителя высоковольтного напряжения $U_{в}$, а второй — в цепь источника низковольтного напряжения $U_{н}$. Сопротивления этих резисторов берутся

такими, чтобы на них создавались примерно одинаковые падения напряжения, достаточные для отклонения пятна от центра экрана до его края. Параллельно резисторам R_7 и R_{10} включены потенциометры R_8 и R_9, с ползунков которых подаются смещающие напряжения на отклоняющие пластины; обычно берут $R_8 \approx R_9 \geqslant (7 \div 10)(R_7 + R_{10})$. Так как средняя точка резисторов R_7 и R_{10} соединена с корпусом, а два других их конца имеют противоположные относительно корпуса потенциалы, то в зависимости от положения ползунка потенциометра $R_8(R_9)$ светящееся пятно будет смещаться на экране вправо или влево (вверх или вниз) от центра.

Конденсаторы C_4 и C_5 емкостью 0,1—0,5 *мкф* улучшают фильтрацию напряжений, смещающих луч. Резисторы R_2 и R_3 сопротивлением порядка нескольких мегом уменьшают шунтирование отклоняющих пластин цепями питания. В простейших осциллографах начальная установка пятна не регулируется и нижние концы резисторов R_2 и R_3 соединяют с корпусом.

15-4. ПИТАНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ ОСЦИЛЛОГРАФОВ

Электронные осциллографы, в устройствах которых используются радиолампы, питаются, как правило, от сети переменного тока. В зависимости от типа осциллографа его блок питания включает от двух до шести выпрямителей. Примером построения блока питания универсального осциллографа широкого применения может служить схема, приведенная на рис. 15-3. Она содержит два выпрямителя — высоковольтный и низковольтный, к которым подводятся переменные напряжения от общего силового трансформатора *Тр*. Высоковольтный выпрямитель собран на селеновых столбиках типа АВС-6-600 по схеме с удвоением напряжения (обеспечиваемой конденсаторами C_{11} и C_{12}) и замкнутым на корпус плюсом выпрямленного напряжения; он служит для питания электродов ЭЛТ. Благодаря малому току нагрузки, который обычно не превосходит 1 *ма*, необходимая степень сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения обеспечивается простейшим фильтром R_{18}, C_{10}. Выпрямитель нагружен на резистивный делитель напряжения R_{14}—R_{17}; сопротивления его резисторов выбираются из расчета 500—1 000 *ом* на каждый вольт падающего на них напряжения. Сопротивление потенциометра R_{17} должно быть таким, чтобы в крайнем правом (по чертежу) положении его движка электронный луч запирался. Резистор R_{14} иногда составляют из нескольких последовательно соединенных резисторов, от точек соединения которых берут отводы для питания цепей отрицательного смещения сеток радиоламп. Следует обращать серьезное внимание на изоляцию цепей катода, накала и управляющего электрода, находящихся под высоким отрицательным напряжением; при включенном питании доступ к этим элементам должен блокироваться.

В высоковольтных выпрямителях находят также применение простейшие однополупериодные схемы выпрямления на высоковольтных кенотронах.

Низковольтный выпрямитель блока питания собран по обычной мостовой схеме с замкнутым на корпус минусом выпрямленного напряжения. Он рассчитывается на напряжение 200—300 *в* и ток нагрузки в несколько десятков миллиампер при потребляемой от сети мощности 50—100 *вт*. Так как напряжения высоковольтного и низковольтного выпрямителей включены согласно (т. е. минус одного

выпрямителя совпадает с плюсом другого), то при недостаточном напряжении высоковольтного выпрямителя имеется возможность с помощью подстроечного потенциометра R_{13} подать на второй анод ЭЛТ сумму напряжений обоих выпрямителей. От низковольтного выпрямителя через П-образные дроссельно-емкостные фильтры и индивидуальные развязывающие цепи производится питание цепей высокого напряжения всех ламповых каскадов осциллографа, а также цепей смещения отклоняющих пластин ЭЛТ.

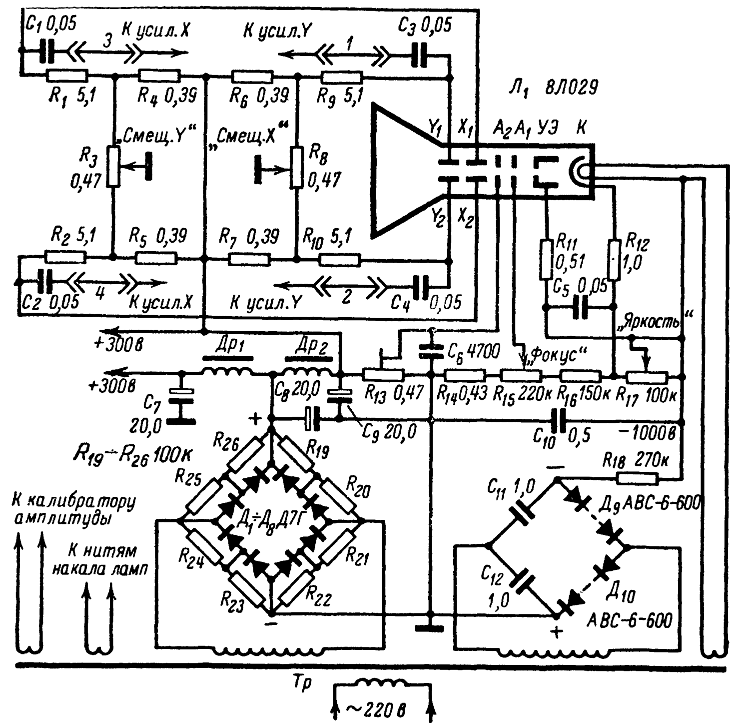


Рис. 15-3. Схема питания электронного осциллографа.

В большинстве осциллографов с целью улучшения фокусировки электронного луча при удалении его от центра экрана отклоняющие пластины не заземляют, а напряжения на них подают симметрично относительно корпуса, т. е. таким образом, что если одна пластина пары находится под положительным потенциалом, то другая имеет такой же отрицательный потенциал. В этом случае схема начальной установки светящегося пятна на экране (например, по оси Y) составляется из двух одинаковых резисторов R_6 и R_7, на среднюю точку которых подан плюс высокого напряжения, и потенциометра R_8, движок которого соединен с корпусом. Напряжение на потенциометре R_8, подводимое через резисторы R_9 и R_{10} к пластинам Y_1,

Y_2, определяется по величине и знаку как разность падений напряжений на верхней и нижней частях потенциометра. При среднем положении движка напряжение на потенциометре равно нулю и светящееся пятно находится на средней линии экрана. При перемещении движка вниз светящееся пятно перемещается вверх, и наоборот. Исследуемое напряжение, подаваемое на пластины через конденсаторы C_3 и C_4, накладывается на постоянное напряжение смещения и отклоняет светящееся пятно от выбранного исходного положения в соответствии со знаком и амплитудой сигнала.

Для повышения устойчивости наблюдаемого на экране изображения при колебаниях напряжения сети низковольтные выпрямители осциллографов дополняются электронными или газовыми стабилизаторами напряжения.

Портативные осциллографы, элементы схем которых работают на транзисторах, питаются от аккумуляторных батарей с напряжением 6—10 *в* при потребляемом токе порядка 1 *а*. Для получения высоких напряжений, необходимых для питания электродов ЭЛТ и других цепей, используются транзисторные преобразователи напряжения, дополненные выпрямителями и фильтрами. Стабилизация напряжений питания осуществляется с помощью газовых и кремниевых стабилитронов. ЭЛТ таких осциллографов обычно работают при пониженном примерно вдвое относительно нормального напряжении на втором аноде, что соответственно повышает чувствительность ЭЛТ и снижает амплитуду напряжения, необходимого для отклонения электронного луча на всю ширину экрана, до 60—80 *в*.

15-5. БЛОК-СХЕМЫ ЭЛЕКТРОННЫХ ОСЦИЛЛОГРАФОВ

Электронные осциллографы разделяются на три основные группы: с непрерывной разверткой, универсальные (с непрерывной и ждущей развертками) и скоростные (или сверхвысокочастотные).

Блок-схема простого осциллографа с непрерывной разверткой приведена на рис. 15-4. Здесь воздействие на ЭЛТ может осуществляться по каналу вертикального отклонения луча Y и каналу горизонтального отклонения луча X. Для получения заметного отклонения светящегося пятна на экране к отклоняющим пластинам необходимо подводить напряжения порядка десятков вольт. Усилители каналов Y и X обеспечивают возможность исследования слабых сигналов. При чрезмерной величине входные сигналы ослабляются плавными делителями напряжения — потенциометрами R_1 и R_2; последние также позволяют плавно регулировать амплитуду отклонения луча на экране.

Генератор непрерывной развертки (*НР*) является устройством, обеспечивающим воспроизведение на экране формы кривой исследуемого напряжения, поданного на вход канала Y (см. § 15-10). При установке переключателя $П_1$ в положение *НР* напряжение пилообразной формы, вырабатываемое генератором развертки, после усиления воздействует на пластины X_1, X_2 и заставляет электронный луч перемещаться с постоянной скоростью в горизонтальном направлении, развертывая на экране во времени кривую напряжения, подводимого к пластинам Y_1, Y_2 (§ 15-9). Стабилизация частоты генератора развертки достигается воздействием на него синхронизирующего напряжения, источник которого подключа-

ется к генератору переключателем $П_2$, а величина регулируется потенциометром R_3 (§ 15-11).

Канал X используется самостоятельно сравнительно редко, лишь при некоторых специальных измерениях, поэтому в простейших осциллографах его исключают вместе с усилителем, а напряжение развертки подают непосредственно на пластины X_1, X_2.

Большинство современных осциллографов широкого применения являются универсальными; они позволяют проводить исследование и измерение параметров как непрерывных периодических процессов, так и импульсных сигналов. В качестве примера на рис. 15-5 представлена блок-схема универсального осциллографа типа С1-5 (СИ-1). Исследуемый сигнал, подведенный коаксиальным кабелем к входу канала Y, при необходимости уменьшается в определенное число раз

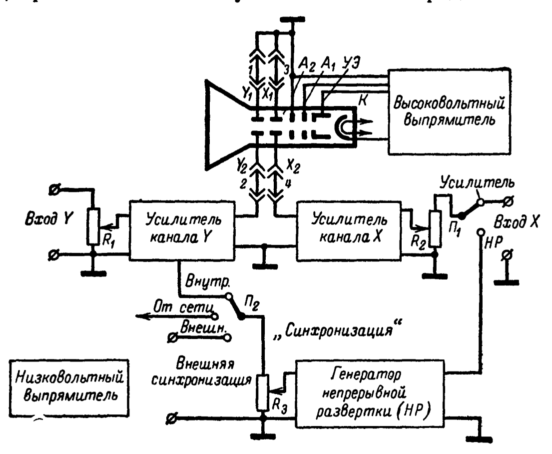


Рис. 15-4. Блок-схема электронного осциллографа с непрерывной разверткой.

входным аттенюатором. Плавная регулировка напряжения, подаваемого на пластины Y_1, Y_2, осуществляется в усилителе канала Y. Амплитуда входного сигнала может быть измерена посредством сравнения ее с известной амплитудой калиброванного сигнала частотой 50 *гц*, выдаваемого калибратором амплитуды (см. § 15-6).

Особенностью универсального осциллографа является наличие в нем, помимо генератора непрерывной развертки (*НР*), генератора ждущей развертки (*ЖР*). Последний позволяет исследовать кратковременные импульсы со сравнительно низкой частотой повторения, которые при периодической развертке наблюдаются на экране в виде острых световых всплесков. Сигнал, используемый для синхронизации частоты генератора *НР* или запуска генератора *ЖР*, выбирается переключателем $П_2$. В режиме ждущей развертки при каждом импульсе запускающего напряжения генератор выдает импульс пилообразного напряжения определенных амплитуды и длительности, обеспечивающий развертку импульсного сигнала, проходящего по каналу Y, на значительную часть ширины экрана

(§ 15-12). Калибратор длительности (генератор меток времени) служит для измерения длительности исследуемых сигналов. Он запускается одновременно с генератором *ЖР* и создает на изображении сигнала яркостные метки, расположенные через определенные временные интервалы (§ 15-13).

Если переключатель $П_3$ поставить в положение *Усилитель*, то генераторы разверток отключатся и луч по горизонтали отклонится под непосредственным воздействием сигнала, выбираемого переключателем $П_2$ (например, сигнала, подводимого к входу *X*). В этом случае усилитель сигнала синхронизации используется в качестве предварительного усилителя канала *X*.

Блок-схемы осциллографов весьма разнообразны и могут в деталях отличаться от рассмотренных. Некоторые осциллографы имеют

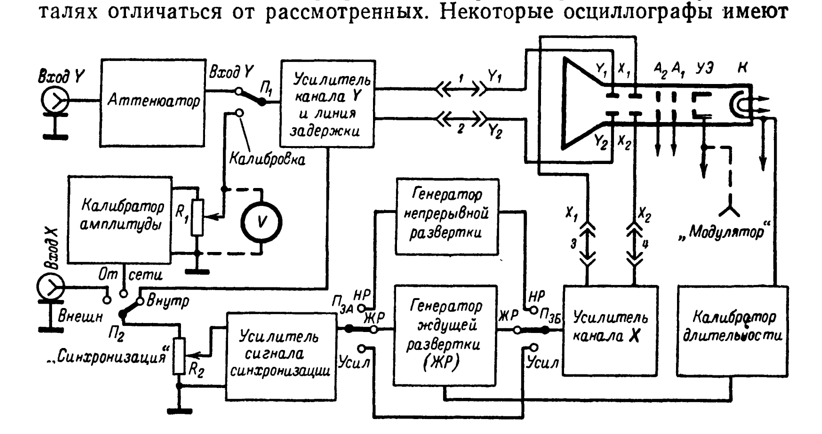


Рис. 15-5. Блок-схема универсального электронного осциллографа.

канал *Z*, позволяющий модулировать яркость свечения экрана внешним сигналом, подводимым к зажиму *Модулятор*; последний соединяется с управляющим электродом ЭЛТ непосредственно, как это показано пунктиром на рис. 15-5, или через усилитель канала *Z*.

О с ц и л л о г р а ф ы с п е ц и а л ь н ы х т и п о в (телевизионные, измерители частотных и переходных характеристик, характериографы и др.) содержат специальные устройства, позволяющие детально исследовать телевизионный сигнал, наблюдать на экране характеристики радиоустройств и их элементов. С к о р о с т н ы е о с ц и л л о г р а ф ы, предназначенные для исследования и регистрации (обычно путем фотографирования) кратковременных периодических или однократных процессов весьма малой длительности (менее 1 *мксек*), имеют лишь ждущую развертку, запускаемую исследуемым или внешним сигналом [1].

Электронные осциллографы, предназначенные для демонстрации на учебных занятиях физических процессов, происходящих в электрических цепях, строятся на осциллографических трубках с большими экранами или телевизионных кинескопах [2].

---

[1] «Радио», 60—10—44.

[2] «Радио», 59—1—48, 59—1—50, 60—3—51, 62—3—49, 65—8—29.

15-6. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ ЭЛЕКТРОННЫХ ОСЦИЛЛОГРАФОВ

Входные цепи должны обеспечивать защиту усилителей отклоняющих напряжений от перегрузок путем ограничения и регулировки величины подводимых к ним сигналов, а также ослаблять обратное воздействие осциллографа на работу исследуемых цепей; последнее определяется на низких частотах величиной входного активного сопротивления, а на высоких — входной емкостью. Поэтому входы осциллографов выполняются, как правило, высокоомными, а первые каскады усилителей рассчитываются для работы без сеточных токов на лампах с малыми межэлектродными емкостями. Входная емкость осциллографов, достигающая 30—50 *пф*, зависит главным образом от монтажа входных цепей.

В простейших осциллографах (рис. 15-4) входными элементами являются высокоомные потенциометры R_1 и R_2, обеспечивающие

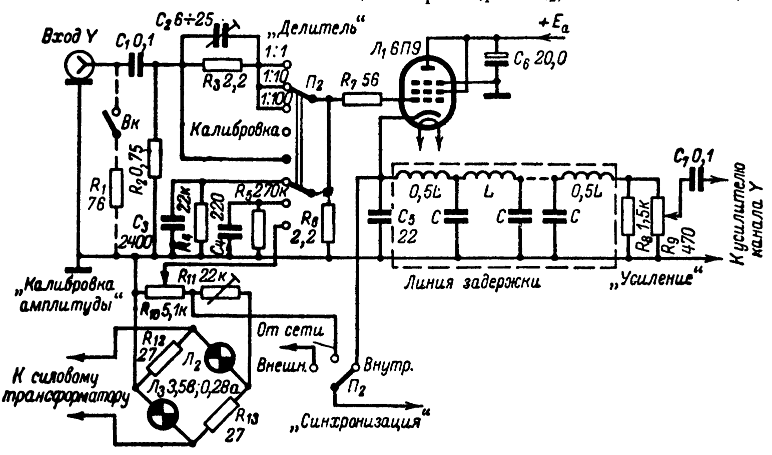


Рис. 15-6. Схема входной цепи канала *Y*.

плавную калиброванную регулировку входных напряжений. Примером выполнения входной цепи канала *Y* универсального осциллографа может служить схема, приведенная на рис. 15-6. Здесь исследуемое напряжение через разделительный конденсатор C_1 подводится к ступенчатому аттенюатору, а от него — к катодному повторителю на лампе $Л_1$. Резисторы R_2 и R_6 обеспечивают примерное постоянство входного активного сопротивления канала при различных положениях переключателя $П_2$. При установке последнего в положение *1 : 1* цепочка R_3, C_2 закорачивается и входной сигнал подводится без ослабления к лампе $Л_1$. В положении *1 : 10* на лампу $Л_1$ подается с цепочки R_4, C_3 десятая доля входного напряжения, 90% которого гасится на цепочке R_3, C_2. В положении *1 : 100* в схему делителя напряжения входит цепочка R_5, C_4, с которой снимается сотая доля входного напряжения. Конденсаторы C_2, C_3 и C_4 являются элементами частотной компенсации и при правильном подборе их (с учетом монтажных емкостей) обеспечивается постоянство коэффициентов

деления в широком частотном диапазоне (до 1—10 *Мгц*). Благодаря ступенчатому аттенюатору верхний предел допустимых значений входных напряжений расширяется до сотен вольт.

Схема катодного повторителя из-за сильной отрицательной обратной связи имеет очень высокое входное сопротивление и способна выдерживать значительные перегрузки. В катодной цепи лампы $Л_1$ включена линия задержки, которая представляет собой искусственную длинную линию из Т-образных индуктивно-емкостных звеньев ($0{,}5\,L — C — 0{,}5\,L$), нагруженную на резистор R_8 и потенциометр плавной регулировки усиления канала R_9. Общее сопротивление нагрузки (360 *ом*) берется равным волновому сопротивлению линии

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}. \qquad (15\text{-}5)$$

Напряжение сигнала с катода лампы $Л_1$ подводится к переключателю $П_2$ и может быть использовано для синхронизации или запуска генераторов развертки.

Линия задержки предназначена для замедления прохождения исследуемого сигнала по каналу Y на десятые доли микросекунды. Благодаря задержке импульсный сигнал поступает на пластины Y_1, Y_2 через некоторое время после запуска генератора ждущей развертки, что необходимо для полного воспроизведения на экране фронта импульсов. Время задержки

$$t_{зад} = n\sqrt{LC}, \qquad (15\text{-}6)$$

где n — число звеньев линии.

Линия задержки действует так же, как фильтр нижних частот с граничной частотой

$$f_{гр} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}; \qquad (15\text{-}7)$$

составляющие исследуемых колебаний, имеющие более высокие частоты, испытывают в линии сильное затухание, т. е. не пропускаются. Частота $f_{гр}$ определяется верхней границей полосы пропускания канала Y и для обеспечения ее величины L и C приходится брать весьма малыми; это приводит к необходимости выполнения линии задержки из большого числа звеньев.

В некоторых осциллографах предусматривают возможность измерения (с точностью порядка 5—10%) амплитуды входного сигнала посредством сравнения ее с известной амплитудой калибровочного сигнала частотой 50 *гц*, выдаваемого калибратором амплитуды. В качестве последнего в рассматриваемой схеме используется неуравновешенный мост, состоящий из резисторов R_{12}, R_{13} и ламп накаливания $Л_2$, $Л_3$. Питание моста производится от одной из низковольтных обмоток силового трансформатора. Как и в мостовых калибраторах электронных милливольтметров (см. § 5-2, рис. 5-4), нелинейность характеристик ламп $Л_2$ и $Л_3$ стабилизирует напряжение, снимаемое с нагрузочной диагонали. Подстроечный резистор R_{11} служит для установки на потенциометре R_{10} требуемого уровня напряжения, например 1 *в*. Потенциометр R_{10} снабжается шкалой, проградуированной в амплитудных или действующих значениях снимаемого с него напряжения. Применяются также схемы калибраторов

амплитуды, основанные на использовании кремниевых или газовых стабилитронов.

При измерении исследуемое напряжение подают на вход *Y* и с помощью переключателя $П_2$ и потенциометра R_9 устанавливают на экране удобную для отсчета длину *l* светящейся линии. Затем, установив переключатель $П_2$ в положение *Калибровка*, подают на вход лампы $Л_1$ калибровочный сигнал, регулировкой величины которого добиваются получения на экране светящейся линии той же длины *l*. Величина измеряемого напряжения U_y находится как произведение калибровочного напряжения, отсчитываемого по шкале потенциометра R_{10}, и коэффициента деления входного аттенюатора (при измерении U_y).

С калибратора амплитуды обычно снимается стабильное напряжение частотой 50 *гц*, которое может быть использовано в качестве синхронизирующего напряжения.

В некоторых осциллографах имеется возможность включения на входе низкоомного непроволочного резистора R_1 сопротивлением порядка 50, 75 или 100 *ом*, что может оказаться полезным для согласования входа осциллографа с выходными цепями ряда радиоустройств. Конструктивно выключатель *Вк* обычно совмещают с переключателем $П_2$.

Если частота подводимых к осциллографу сигналов выходит за пределы полосы пропускания канала усиления, а их амплитуда достаточно велика, то такие сигналы можно подавать непосредственно на зажимы отклоняющих пластин Y_1, Y_2 или X_1, X_2, отключив от последних выходы усилителей (посредством удаления перемычек *1*, *2*, *3* и *4* на рис. 15-3, 15-4 и 15-5). При этом входное активное сопротивление осциллографа возрастает до единиц мегом при входной емкости порядка 20—30 *пф*.

15-7. УСИЛИТЕЛИ ОТКЛОНЯЮЩИХ НАПРЯЖЕНИЙ

Усилители отклоняющих напряжений создают возможность исследования осциллографом малых переменных напряжений. Они должны обеспечить необходимую степень усиления сигналов в требуемой полосе частот при отсутствии частотных, фазовых и нелинейных искажений. Это означает, что при усилении не должна изменяться форма сигнала, т. е. входящие в состав сигнала составляющие различных частот должны одинаково усиливаться при сохранении между ними исходного сдвига фаз; кроме того, усиленный сигнал не должен содержать составляющих частот, отсутствующих во входном сигнале.

Исследуемые сигналы воздействуют, как правило, на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ, поэтому усилитель канала *Y* определяет важнейшие качественные показатели осциллографа и область применения его; усилитель канала *X* в основном используется для усиления напряжений развертки или синхронизации, поэтому он обычно имеет более простую схему и работает в более узкой полосе частот и при меньшем усилении, чем усилитель канала *Y*. Защита усилителей от перегрузок при больших входных сигналах обеспечивается входными ступенчатыми аттенюаторами и потенциометрами плавной регулировки усиления.

Усилители простейших осциллографов, предназначенные для исследования низкочастотных периодических колебаний, работают по обычным схемам на резисторах, осуществляя более или менее равно-

мерное усиление (с точностью до 40% или 3 *дб*) в полосе частот от 30—50 *гц* до 20—50 *кгц* при среднем коэффициенте усиления до 100.

Усилители осциллографов, применяемых для исследования высокочастотных процессов или импульсных колебаний, представляющих собой совокупность колебаний весьма широкого спектра частот, выполняются широкополосными с полосой пропускания до 1 *Мгц* и выше. Схема широкополосного усилителя, применяемая во многих осциллографах, приведена на рис. 15-7. За ее основу взята схема усилителя на резисторах, дополненная элементами частотно-фазовой коррекции. Расширению полосы пропускания усилителя в сторону высших частот способствуют выбор сравнительно малого сопротивления резистора нагрузки R_4 и включение последовательно с ним дросселя высокой частоты L. При повышении частоты входного сигнала, с одной стороны, возрастает шунтирующее влияние паразитных емкостей монтажа и лампы, снижающих усиление, с другой — увеличивается реактивное сопротивление дросселя L. При правильном выборе элементов схемы действия обоих указанных факторов

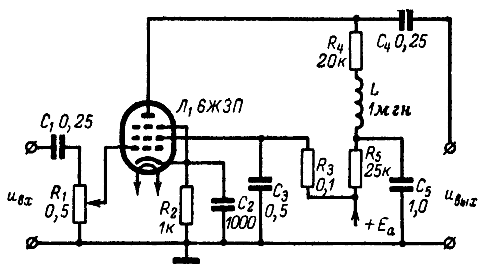


Рис. 15-7. Схема широкополосного усилителя.

взаимно компенсируются, благодаря чему полное сопротивление анодной нагрузки, а с ним и коэффициент усиления остаются почти постоянными вплоть до высоких частот.

При понижении частоты входного сигнала сопротивление разделительных конденсаторов C_1 и C_4 возрастает; при частотах ниже 30—50 *гц* оно становится настолько большим, что вызывает завал частотной характеристики и сдвиг по фазе между отдельными частотными составляющими сигнала. Для компенсации этих факторов и расширения нижней границы полосы пропускания усилителя до нескольких герц в анодную цепь включают цепочку R_5, C_5. Емкость конденсатора C_5 берется достаточно большой, сопротивление его в большей части частотного диапазона усилителя весьма мало и шунтирует по переменному току резистор R_5. На самых низких частотах диапазона реактивное сопротивление конденсатора C_5 заметно увеличивается, шунтирующее действие его ослабляется, что приводит к возрастанию действующего сопротивления анодной нагрузки, а следовательно, и коэффициента усиления усилителя.

Чем шире требуемая полоса пропускания, тем меньше должно быть сопротивление резистора анодной нагрузки R_4, тем меньше будет и усиление. При верхней частоте диапазона порядка 1 *Мгц* коэффициент усиления не превышает 10. Для повышения коэффициента усиления широкополосные усилители обычно работают на высоко-

частотных пентодах с большой крутизной характеристики, например типа 6Ж3П, 6Ж4.

В высокочастотных осциллографах применяют многокаскадные усилители с частотно-фазовой коррекцией, имеющие полосу пропускания от нескольких герц до одного или нескольких мегагерц при общем коэффициенте усиления порядка сотен или тысяч. В качестве выходного каскада обычно используется парафазный усилитель с симметричным выходом, подающий на пару отклоняющих пластин переменные напряжения, в каждый момент времени одинаковые по величине, но противоположные (относительно корпуса) по фазе (см. рис. 15-3). При этом средний потенциал пластин остается все время равным нулю, т. е. потенциалу второго анода, благодаря чему электрическое поле между пластинами и вторым анодом становится слабым и не оказывает влияния на электронный луч. При несимметричном выходе усилителей и заземлении одной из пластин каждой пары

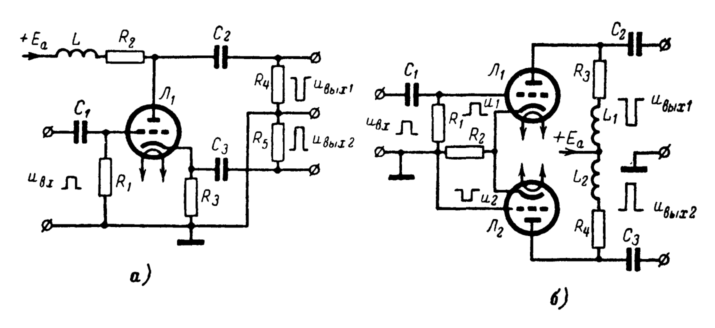


Рис. 15-8. Схемы парафазных усилителей.

(рис. 15-1) между вторым анодом и отклоняющими пластинами возникает поперечное переменное электрическое поле, которое вызывает периодическое расширение электронного луча, т. е. ухудшает его фокусировку.

На рис. 15-8, *а* приведена простейшая схема однолампового парафазного усилителя, в которой противоположные по фазе напряжения снимаются с цепей анода и катода; к ее недостаткам относятся малый коэффициент усиления и различие частотных характеристик по анодной и катодной цепям. Более совершенной является двухтактная схема (рис. 15-8, *б*), в которой лампа $Л_2$ возбуждается переменным напряжением u_2, снимаемым с катодного резистора R_2 и противоположным по фазе входному напряжению $u_{вх}$.

В осциллографах, предназначенных для исследования медленно изменяющихся процессов (например, биотоков или термотоков), отказываются от применения в усилителях разделительных конденсаторов, т. е. работают с усилителями постоянного тока. Таким осциллографам свойственно явление дрейфа, которое проявляется в форме медленного перемещения светящегося пятна по экрану под воздействием колебаний питающего напряжения, температуры и пр.

15-8. ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ ЭЛЕКТРОННОГО ОСЦИЛЛОГРАФА

Способность осциллографа исследовать малые переменные напряжения характеризуется его *чувствительностью* по каналам Y и X. Количественно чувствительность по каждому каналу определяется наибольшей длиной светящейся линии на экране, приходящейся либо на 1 *в* действующего значения U входного синусоидального напряжения, либо на 1 *в* амплитудного (с размахом от пика до пика) значения входного напряжения при любой его форме. Очевидно, что чувствительность осциллографа пропорциональна чувствительности ЭЛТ и коэффициенту усиления усилителя соответствующего канала. Величина, обратная чувствительности, называется *коэффициентом отклонения.*

Для нахождения чувствительности входной аттенюатор и регулятор усиления канала устанавливают на минимальное затухание и на вход канала подают синусоидальное напряжение, обычно частотой 50 *гц*, действующее значение которого U замеряют образцовым вольтметром. Одновременно измеряют длину линии на экране l, которая соответствует двойной амплитуде $2U_м$, где $U_м = \sqrt{2}U$. По данным измерений вычисляют чувствительность

$$S_{действ} = \frac{l}{U} \qquad (15\text{-}8)$$

или

$$S_{пик} = \frac{l}{2U_м} = \frac{l}{2\sqrt{2}\,U} = 0,355\,\frac{l}{U} = 0,355 S_{действ}. \qquad (15\text{-}9)$$

Чувствительность осциллографа зависит от установки переключателя входного аттенюатора и ручки регулировки усиления канала. При необходимости ее определяют указанным выше способом для различных положений ручек управления.

Если осциллограф не имеет калибратора амплитуды, то, зная его чувствительность и измерив длину линии l (при выключенной развертке), по приводимым ниже формулам можно определить действующее значение U или размах $2U_м$ периодических напряжений, а также пиковую амплитуду $U_{пик}$ односторонних импульсов:

$$U = \frac{l}{S_{действ}}; \quad 2U_м = \frac{l}{S_{пик}}; \quad U_{пик} = \frac{l}{S_{пик}}. \qquad (15\text{-}10)$$

Достоинствами осциллографа как вольтметра являются высокое входное сопротивление и независимость результатов измерений от формы и частоты исследуемых колебаний (в пределах полосы пропускания его усилителя). Главный недостаток осциллографа — большая (до 10—20%) погрешность измерений, обусловленная кривизной экрана и трудностью точного отсчета длины линии l, нестабильностью коэффициента усиления, пониженной точностью калибровки аттенюатора и другими факторами. Однако только с помощью осциллографа можно выполнить ряд специфических измерений напряжений, невозможных при использовании других приборов, например измерить (при включенной развертке) различные амплитуды нескольких следующих друг за другом импульсов или определить

мгновенное значение переменного напряжения в любой точке его временной характеристики.

Задача 15-1. Определить чувствительность осциллографа S по каналам Y и X, если при одновременной подаче на входы обоих каналов синусоидального напряжения $U = 2$ *в* на экране наблюдается светящаяся фигура высотой 50 и шириной 40 *мм*. При этом переключатель входного аттенюатора канала Y установлен в положение 1 : 10 при максимальном усилении по каналу, а входной аттенюатор канала X — в положение 1 : 1 при 50%-ном усилении по каналу.

Ответ: $S_y = 250$ *мм/в*$_{действ} \approx 89$ *мм/в*$_{пик}$;

$S_x = 40$ *мм/в*$_{действ} \approx 14$ *мм/в*$_{пик}$.

Задача 15-2. Определить амплитуду импульса, подведенного к входу канала Y, если высота его изображения на экране $l = 53$ *мм*. Чувствительность $S_y = 150$ *мм/в*$_{действ}$. Переключатель входного аттенюатора находится в положении 1 : 100. Усиление по каналу составляет 30% максимального.

Ответ. $U_{пик} \approx 330$ *в*.

15-9. ВОСПРОИЗВЕДЕНИЕ ФОРМЫ КРИВЫХ ПЕРЕМЕННЫХ НАПРЯЖЕНИЙ

Основным назначением электронного осциллографа является воспроизведение на его экране формы кривых переменных напряжений. Для этого исследуемое напряжение подводится непосредственно или через усилитель к вертикально отклоняющим пластинам ЭЛТ. Одновременно на горизонтально отклоняющие пластины от генератора развертки подается пилообразное напряжение, возможная форма которого показана в верхней части рис. 15-9. Период напряжения $T_{пил}$, длительность которого может регулироваться, состоит из двух частей: времени прямого хода Δt_1, в течение которого напряжение изменяется линейно и заставляет луч равномерно перемещаться по экрану в горизонтальном направлении, развертывая во времени изображение исследуемой кривой, и времени обратного хода Δt_2, в течение которого напряжение быстро возвращается к исходному значению

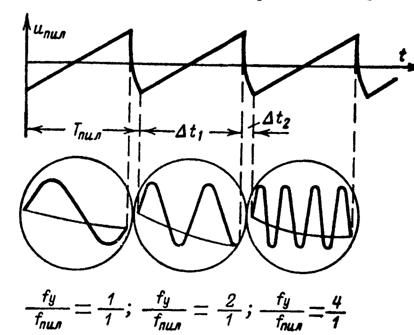


Рис. 15-9. Кривая пилообразного напряжения и осциллограммы синусоидального напряжения при различных отношениях частот $f_y/f_{пил}$.

На рис. 15-10 рассмотрен случай одновременной подачи на отклоняющие пластины исследуемого напряжения u_y и пилообразного напряжения $u_{пил}$, имеющих одинаковую частоту. Сверху слева схематически изображен экран трубки с проекциями на нем отклоняю-

щих пластин Y_1, Y_2 и X_1, X_2. Справа и снизу показаны графики напряжений u_y и $u_{пил}$, причем масштаб этих напряжений выбран равным вызываемому ими отклонению пятна на экране. На осях времени обоих графиков и экране трубки цифрами 0, 1, 2 и т. д. отмечены одни и те же моменты времени и соответствующие им положения светящегося пятна на экране.

В начальный момент времени *0*, когда напряжение $u_y = 0$, под действием пилообразного напряжения электронный луч отклоняется максимально влево и светящееся пятно совпадает с точкой *0*. Как видно из рисунка, дальнейшее перемещение пятна по вертикали в

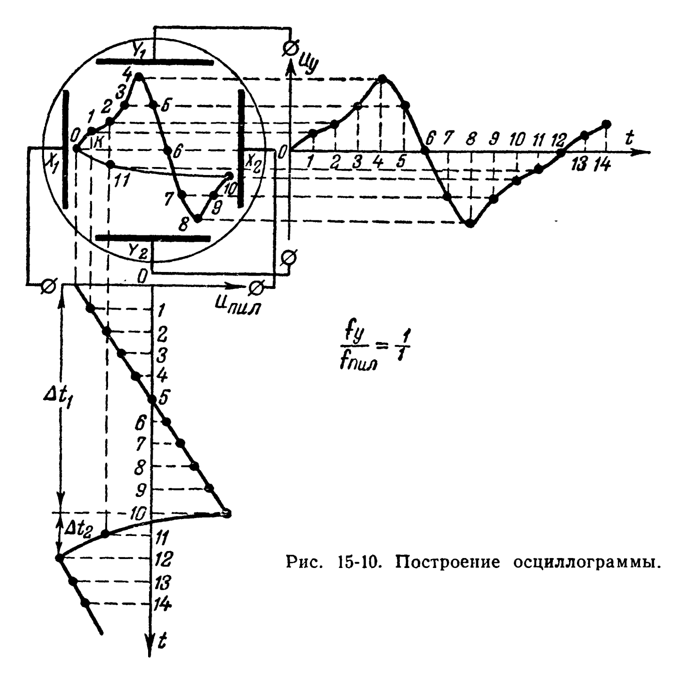


Рис. 15-10. Построение осциллограммы.

течение времени прямого хода Δt_1 сопровождается равномерным смещением его вправо; во время обратного хода Δt_2 пятно быстро движется в обратном направлении (влево) и к концу периода напряжения $u_{пил}$ возвращается в исходную точку *0*, после чего начинается новый период движения луча по той же траектории. В результате на экране между точками *0* и *10* воспроизводится в определенном масштабе бóльшая часть кривой напряжения u_y. Небольшая часть этой кривой, приходящаяся на время обратного хода луча, вызывает появление между точками *10* и *12* (*0*) линии обратного хода. Хотя яркость этой линии и невелика вследствие большой скорости обратного движения луча, все же она мешает наблюдать за изображением.

Время обратного хода Δt_2 желательно иметь возможно меньшим, так как в этом случае исследуемая кривая будет воспроизведена

более полно при одновременном уменьшении яркости линии ебратного хода. Обычно время Δt_2 не превышает 15% периода $T_{пил}$. В большинстве осциллографов линию обратного хода устраняют путем автоматической подачи на управляющий электрод трубки в течение времени Δt_2 большого отрицательного смещения, запирающего электронный луч.

Для получения на экране неподвижного изображения N периодов исследуемого напряжения частотой f_y необходимо иметь пилообразное напряжение частотой

$$f_{пил} = \frac{f_y}{N}, \tag{15-11}$$

т. е. отношение частот $f_y/f_{пил}$ должно быть равно целому числу N. Это равенство достигается изменением частоты $f_{пил}$.

В нижней части рис. 15-9 показаны кривые синусоидального напряжения, наблюдаемые на экране при различных отношениях частот $f_y/f_{пил}$. Например, при отношении $f_y/f_{пил} = 4$ одному периоду пилообразного напряжения соответствуют четыре периода напряжения частотой f_y, причем первые три периода будут воспроизведены на экране полностью.

Если отношение частот $f_y/f_{пил}$ не равно точно целому числу, то в конце периода пилообразного напряжения электронный луч не возвращается в исходное положение и каждая новая траектория его движения отличается от предыдущей. Это приводит к возникновению на экране неподвижных сложных фигур, состоящих из отрезков исследуемой кривой; последнее имеет место при отношении частот $f_y/f_{пил}$, равном отношению целых чисел, например при $f_y/f_{пил} = 5/4$.

Метод развертки кривой переменного напряжения на экране ЭЛТ при помощи напряжения пилообразной формы был впервые разработан и осуществлен в 1907 г. акад. Л. И. Мандельштамом.

15-10. ГЕНЕРАТОРЫ НЕПРЕРЫВНОЙ РАЗВЕРТКИ

Для неискаженного воспроизведения на экране формы кривой исследуемого процесса необходимо, чтобы пилообразное напряжение, создаваемое генератором развертки, изменялось линейно во время прямого хода луча, а время обратного хода составляло возможно меньшую долю периода колебаний. Амплитуда пилообразного напряжения должна обеспечивать отклонение светящегося пятна по горизонтали вдоль всего диаметра экрана. Кроме того, необходимо, чтобы генератор работал в широком и плавно регулируемом диапазоне частот, согласованном с полосой пропускания канала вертикального отклонения. Например, если частота генератора может изменяться в пределах от 10 *гц* до 50 *кгц*, то на экране достаточно детально (с числом наблюдаемых периодов не свыше десяти) будут воспроизводиться кривые колебаний, содержащих составляющие в диапазоне частот 10 *гц* — 500 *кгц*.

В генераторах развертки пилообразное напряжение создается в результате периодического повторения процесса заряда — разряда конденсатора. Для автоматического управления этим процессом используются электронные приборы. В современных осциллографах применяются преимущественно генераторы на электронных лампах

или транзисторах, которые могут создавать пилообразные колебания в более широком диапазоне частот и со значительно большей стабильностью их амплитуды и частоты, чем генераторы на тиратронах.

Электронные генераторы непрерывной развертки большинства осциллографов представляют собой различные варианты несимметричных мультивибраторов. Принцип действия таких генераторов рассмотрим на примере схемы (рис. 15-11), которая содержит два поочередно работающих триода $Л_1$ и $Л_2$. При подаче на схему анодного питания происходит быстрый заряд конденсатора C_1 через участок сетка — катод лампы $Л_2$ и низкоомные резисторы R_4 и R_5. При этом лампа $Л_2$ оказывается отпертой и шунтирует конденсатор C_2, а лампа $Л_1$ запирается отрицательным падением напряжения $u_к$, создаваемым зарядным током конденсатора C_1 на катодном резисторе R_5.

Когда напряжение на конденсаторе C_1 становится близким к э. д. с. источника E_a, зарядный ток и напряжение $u_к$ уменьшаются

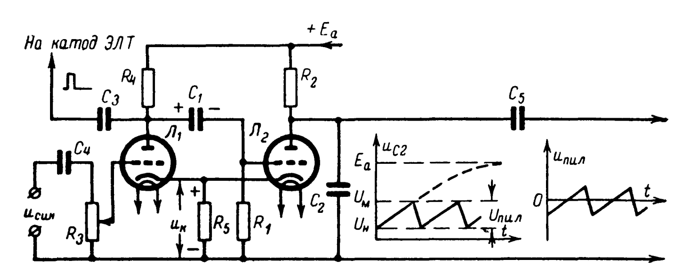


Рис. 15-11. Упрощенная схема генератора непрерывной развертки.

настолько, что происходит отпирание лампы $Л_1$. Конденсатор C_1 начинает медленно разряжаться через лампу $Л_1$ и резисторы R_5, R_1; на последних создается падение напряжения, запирающее лампу $Л_2$. При запертой лампе $Л_2$ через резистор R_2 происходит постепенный заряд конденсатора C_2 до напряжения $U_м$, при котором включенная параллельно конденсатору лампа $Л_2$ отпирается (отпиранию лампы $Л_2$ также способствует уменьшение в процессе разряда конденсатора C_1 отрицательного смещения на ее сетке). Быстрый разряд конденсатора C_2 через малые сопротивления лампы $Л_2$ и R_5 приводит к запиранию лампы $Л_1$ напряжением, падающим на резисторе R_5, и заряду конденсатора C_1. Когда напряжение на конденсаторе C_2 снизится до некоторого значения $U_н$, произойдет отпирание лампы $Л_1$, следствием чего явится разряд конденсатора C_1 и запирание лампы $Л_2$, после чего вновь начнется заряд конденсатора C_2.

Периодическое повторение рассмотренного процесса создает на конденсаторе C_2 линейно нарастающее в течение времени прямого хода пилообразное напряжение, форма которого показана на левом графике (рис. 15-11). Частота и амплитуда этих колебаний существенно зависят от постоянных времени резистивно-емкостных цепочек $\tau_1 = R_1C_1$ и $\tau_2 = R_2C_2$. При уменьшении τ_1 или τ_2 частота колебаний возрастает, а их амплитуда $U_{пил}$ в первом случае уменьшает-

ся, а во втором — увеличивается. Если использовать начальный участок кривой заряда конденсатора C_2, то амплитуда

$$U_{\text{пил}} = U_{\text{м}} - U_{\text{н}} \approx \frac{\tau_1}{\tau_2} E_{\text{а}}. \quad (15\text{-}12)$$

Например, при $E_{\text{а}} = 300$ *в* и $\tau_1 = 0{,}15\tau_2$ $U_{\text{пил}} \approx 45$ *в*.

На левом графике (рис. 15-11) пунктиром продолжена кривая, показывающая закон нарастания напряжения на конденсаторе C_2 в случае заряда его до э. д. с. $E_{\text{а}}$. Эту кривую можно считать приблизительно линейной лишь в начальной ее части. Поэтому амплитуда пилообразного напряжения не должна превышать 10—15% $E_{\text{а}}$, что приводит к необходимости повышения напряжения источника анодного питания.

Благодаря разделительному конденсатору C_5, не пропускающему постоянной составляющей пилообразного напряжения, последнее

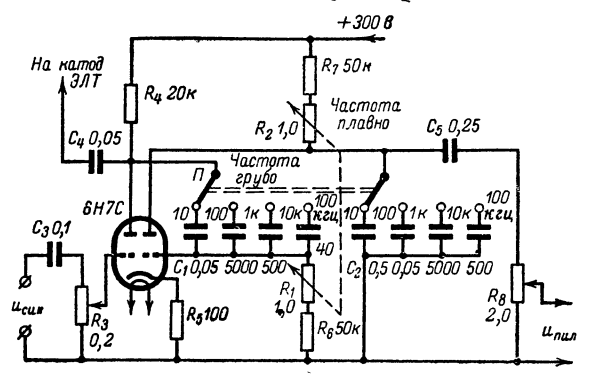


Рис. 15-12. Схема широкодиапазонного генератора непрерывной развертки.

становится симметричным по форме, как это видно из правого графика (рис. 15-11); в интервале времени прямого хода оно изменяет свою полярность, проходя через нулевое значение, что необходимо для перемещения светящегося пятна от одного края экрана к другому.

Во время обратного хода луча на аноде лампы $Л_1$ возникает положительный импульс напряжения, который через конденсатор C_3 подается на катод ЭЛТ. Так как подача положительного импульса на катод равнозначна подаче отрицательного импульса на управляющий электрод, то это вызывает запирание электронного луча и на экране будет отсутствовать участок кривой, соответствующий обратному ходу луча.

Полная схема рассматриваемого генератора развертки, примененная в осциллографе типа С1-2, приведена на рис. 15-12. Как следует из формулы (15-12), малая зависимость амплитуды от частоты пилообразных колебаний имеет место в том случае, если при изменении частоты постоянные времени τ_1 и τ_2 изменяются одновременно и пропорционально друг другу. Поэтому грубое (ступенчатое) изменение

частоты генератора производится посредством одновременного переключения конденсаторов C_1 и C_2; отношение их емкостей берется порядка 1 : 10 с целью обеспечения достаточно высокой линейности колебаний. Плавная регулировка частоты осуществляется сдвоенным блоком переменных резисторов R_1 и R_2 одинакового сопротивления. Последовательно с ними включены постоянные резисторы R_6 и R_7, предназначенные для ограничения верхней границы частотных поддиапазонов и предотвращения срыва колебаний. При выборе R_6 и R_7 в пределах 10—20% R_1 и R_2 последние обеспечивают плавное изменение частоты каждого поддиапазона в 5—10 раз. Примерные границы изменения частоты обычно указывают между фиксированными положениями переключателя *П*. Например, при показанной на рис. 15-12 установке переключателя *П* плавное изменение частоты

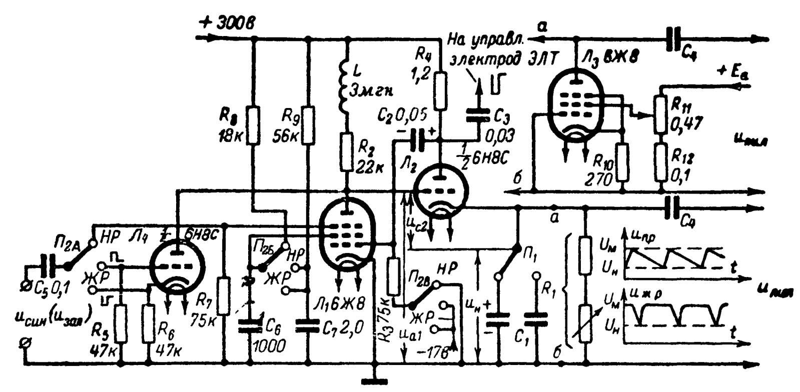


Рис. 15-13. Схема комбинированного генератора непрерывной и ждущей разверток.

генератора возможно в пределах от 10 до 100 *гц*. Для плавной регулировки длины линии развертки на экране служит потенциометр R_8.

Недостатками рассмотренной схемы генератора являются относительно сложная система регулировки частоты, требующая применения сдвоенных переключателей и реостатов, а также малая амплитуда пилообразного напряжения, не превышающая 30—50 *в*. Для отклонения светящегося пятна до краев экрана нужно пилообразное напряжение с амплитудой порядка сотен вольт. Для усиления пилообразного напряжения обычно используется усилитель горизонтального отклонения. Чтобы форма пилообразного напряжения при усилении не искажалась, усилитель должен равномерно усиливать по крайней мере первые десять его гармоник.

Для получения линейного пилообразного напряжения в некоторых генераторах используется процесс разряда конденсатора через высокоомный резистор. Схема такого генератора, примененная в осциллографе типа С1-5, приведена на рис. 15-13. При установке переключателя $П_2$ в положение *НР* генератор работает в режиме непрерывной развертки; при этом часть схемы, расположенную левее лампы $Л_1$, можно пока не рассматривать, так как она в основ-

ном используется при работе генератора в режиме ждущей развертки (см. § 15-12).

Лампы $Л_1$ и $Л_2$ входят в схему несимметричного мультивибратора и работают поочередно; при этом напряжение на сетке лампы $Л_2$ равно разности анодного напряжения лампы $Л_1$ и напряжения на конденсаторе C_1, т. е. $u_{c2} = u_{a1} - u_к$. При запертой лампе $Л_2$ и отпертой лампе $Л_1$ через высокоомный резистор R_4 происходит постепенный заряд конденсатора C_2 до напряжения, близкого к э. д. с. источника $E_а$. Предположим, что лампа $Л_2$ начинает отпираться. При этом происходит быстрый разряд конденсатора C_2, ток которого заряжает конденсатор C_1, а на резисторе R_3 создает падение напряжения, кратковременно запирающее лампу $Л_1$. Это приводит к повышению напряжений u_{a1} и u_{c2} и полному отпиранию лампы $Л_2$. Когда конденсатор C_1 зарядится до напряжения $U_м$, разрядный ток конденсатора C_2 уменьшается настолько, что начинается отпирание лампы $Л_1$, сопровождаемое уменьшением напряжения u_{a1}. Смещение на сетке лампы $Л_2$ становится отрицательным, внутреннее сопротивление лампы возрастает и разрядный ток C_2 еще быстрее уменьшается. Стремительное нарастание этого процесса приводит к почти мгновенному отпиранию лампы $Л_1$ и запиранию лампы $Л_2$.

Затем происходит новый заряд конденсатора C_2 через резистор R_4 и одновременно постепенный разряд конденсатора C_1 через высокоомный резистор R_1. Когда напряжение на конденсаторе C_1 уменьшается до значения $U_н$, начинается отпирание лампы $Л_2$, что приводит к разряду конденсатора C_2, кратковременному запиранию лампы $Л_1$ и новому быстрому заряду конденсатора C_1 до напряжения $U_м$. Периодическое повторение рассмотренного процесса создает на резисторе R_1 пилообразное напряжение, спадающая часть которого используется для прямого, а нарастающая — для обратного хода луча. Для уменьшения времени обратного хода на самых высоких частотах диапазона в анодную цепь лампы $Л_1$ включен дроссель высокой частоты L; в моменты запирания лампы $Л_1$ в нем индуцируется э. д. с., повышающая положительное напряжение на сетке лампы $Л_2$, что резко увеличивает зарядный ток конденсатора C_1. Управление частотой колебаний генератора производится грубо переключением конденсаторов C_1 и плавно изменением сопротивления R_1. При использовании группы конденсаторов C_1 емкостью от 0,5 *мкф* до 50 *пф* обеспечивается перекрытие диапазона частот от 20 *гц* до 200 *кгц*. Для запирания трубки во время обратного хода луча на ее управляющий электрод подается отрицательный импульс напряжения, снимаемый с анода лампы $Л_2$.

Как известно, в начальный момент заряда или разряда конденсатора ток, протекающий в его цепи, имеет наибольшее значение, а затем постепенно уменьшается. Непостоянство этого тока и обусловливает нелинейность пилообразного напряжения, ограничивая его предельную амплитуду.

Хорошую линейность рабочей части пилообразного напряжения при значительной его амплитуде можно получить при любой схеме генератора развертки, если обеспечить заряд или разряд конденсатора постоянным по величине током. Для этого высокоомный резистор в цепи конденсатора заменяют диодом, работающим в режиме насыщения, или пентодом, анодный ток которого остается практически постоянным в широких пределах изменений анодного напряжения. В правой верхней части рис. 15-13 приведена схема цепи, кото-

рая включается между точками *а* и *б* схемы генератора вместо резистора R_1. Плавное изменение частоты развертки здесь производится регулировкой потенциометром R_{11} напряжения на экранирующей сетке лампы $Л_3$, что приводит к изменению внутреннего сопротивления пентода.

15-11. СИНХРОНИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ ГЕНЕРАТОРОВ НЕПРЕРЫВНОЙ РАЗВЕРТКИ

Для получения на экране неподвижного изображения в соответствии с (15-11) частота генератора развертки $f_{пил}$ должна устанавливаться равной частоте f_y исследуемого напряжения или в целое число раз N меньшей ее. Обычно выбирают $N = 2 \div 3$, так как при небольшом числе наблюдаемых периодов кривую процесса удается изучить детальнее.

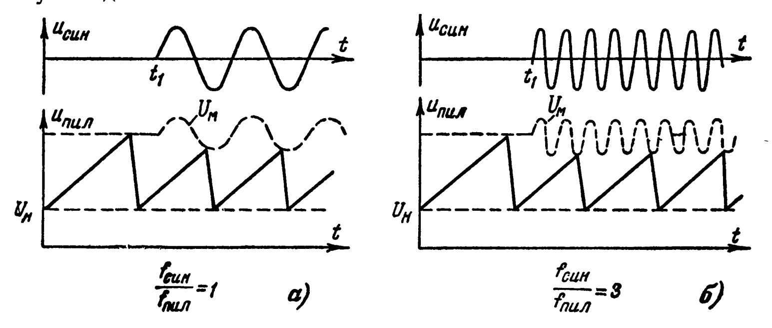


Рис. 15-14. Графики, поясняющие принцип синхронизации частоты генераторов непрерывной развертки.

Условие (15-11), достигаемое первоначальной регулировкой частоты генератора развертки, с течением времени может самопроизвольно нарушиться вследствие неизбежных колебаний частот f_y и $f_{пил}$, обусловленных нестабильностью питающих напряжений, самопрогревом аппаратуры и другими факторами. В результате изображение на экране начнет перемещаться и придется постоянно регулировать частоту генератора. Чтобы избежать этого, частоту генератора обычно синхронизируют исследуемым напряжением, т. е. заставляют частоту $f_{пил}$ автоматически следовать за всеми изменениями частоты f_y в соответствии с условием (15-11).

Сущность процесса синхронизации генератора, работающего по схеме на рис. 15-11, поясняется графиком (рис. 15-14, *а*). Предположим, что на сетку лампы $Л_1$ с некоторого момента времени t_1 через потенциометр R_3 подается напряжение синхронизации $u_{син}$, частота которого $f_{син}$ несколько выше частоты собственных колебаний генератора развертки. Лампа $Л_1$ в течение большей части периода отперта, и через нее происходит разряд конденсатора C_1, ток которого создает на резисторе R_1 смещение, запирающее лампу $Л_2$. Напряжение $u_{син}$ изменяет внутреннее сопротивление лампы $Л_1$, а следовательно, и ток разряда конденсатора C_1. В отрицательный полупериод на-

пряжения $u_{син}$ сопротивление лампы $Л_1$ увеличивается, ток разряда конденсатора C_1 уменьшается, смещение на сетке лампы $Л_2$ понижается и создается возможность отпирания лампы при меньших значениях анодного напряжения $U_м$, показанных пунктирной линией на графике (рис. 15-14, *а*). В результате в каждый период синхронизирующего напряжения происходит преждевременное отпирание лампы $Л_2$ и частота колебаний генератора $f_{пил}$ становится равной частоте $f_{син}$. Если $f_{син} = f_у$, то на экране трубки будет наблюдаться устойчивое изображение одного периода кривой исследуемого процесса.

Из графика (рис. 15-14, *а*) можно заключить, что при увеличении амплитуды напряжения синхронизации амплитуда пилообразного напряжения, а с ней и ширина линии развертки на экране уменьшаются. При чрезмерном синхронизирующем напряжении в отдельные моменты времени напряжение $U_м$ становится близким к напряжению $U_н$; это вызывает искажение формы кривой напряжения развертки, так как каждому периоду частоты $f_{син}$ начинают соответствовать два или большее число импульсов пилообразного напряжения различных амплитуд и длительности.

Если частота свободных колебаний генератора в несколько раз меньше частоты $f_{син}$, то происходит синхронизация на субгармониках этой частоты, принцип которой поясняется графиком (рис. 15-14, *б*). В случае, изображенном на графике, отпирание лампы $Л_2$ происходит каждый третий период частоты $f_{син}$, так как в течение предыдущих двух периодов напряжение на конденсаторе C_2 еще мало. В результате отношение частот $f_{син}/f_{пил}$ становится равным трем и на экране наблюдается устойчивое изображение трех периодов напряжения.

Из графика (рис. 15-14, *б*) видно, что при увеличении амплитуды напряжения синхронизации уменьшается величина пилообразного напряжения и, кроме того, возможно понижение кратности синхронизации, т. е. отношение $f_{син}/f_{пил}$ может стать равным двум или даже единице. При малой амплитуде величина пилообразного напряжения и кратность синхронизации возрастают; однако в этом случае синхронизация становится неустойчивой и при небольших колебаниях напряжения $u_{син}$ возможно скачкообразное изменение кратности синхронизации, а следовательно, и числа периодов, наблюдаемых на экране. В зависимости от схемы генератора оптимальная величина напряжения $u_{син}$ лежит в пределах от десятых долей вольта до двух-трех десятков вольт. Для получения нужной величины напряжения синхронизации в осциллографах предусматривают возможность плавной регулировки ее, а в ряде случаев и усиления, для чего используют один или два каскада усилителя канала *X* (рис. 15-5).

В схеме генератора (рис. 15-13) синхронизирующее напряжение подают на защитную сетку пентода $Л_1$. Напряжение синхронизации запирает лампу $Л_1$ несколько раньше, чем без синхронизации, в результате чего частота пилообразного напряжения становится равной или кратной частоте исследуемого сигнала.

Осуществлять синхронизацию генераторов развертки рекомендуется в следующем порядке. Вначале синхронизирующее напряжение уменьшают входным потенциометром до минимума и регулировкой частоты генератора добиваются получения на экране требуемого изображения; затем частоту генератора немного понижают и, постепенно увеличивая напряжение синхронизации, добиваются устойчивости наблюдаемой кривой.

Помимо исследуемого сигнала, в качестве синхронизирующего напряжения в осциллографах можно использовать внешние сигналы, подводимые к зажимам *Внешняя синхронизация* или входу канала *X*, а также напряжение частотой 50 *гц*, снимаемое с силового трансформатора или калибратора амплитуды (см. рис. 15-4, 15-5 и 15-6); последний вид синхронизации применяется, например, для выявления фона переменного тока, наложенного на исследуемые колебания.

15-12. ГЕНЕРАТОРЫ ЖДУЩЕЙ РАЗВЕРТКИ

Осциллографы с генераторами непрерывной развертки непригодны для исследования кратковременных импульсов, длительность которых $\tau_и$ значительно меньше периода их повторения $T_п$; на экране такие импульсы будут наблюдаться в виде узких вертикальных выбросов, форма которых неразличима (рис. 15-15, *а*).

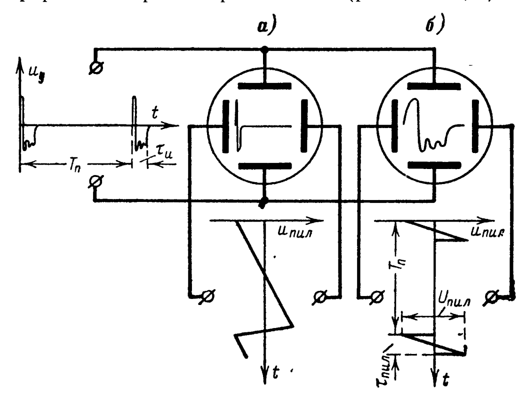


Рис. 15-15. Воспроизведение импульсов на экране осциллографа при непрерывной (*а*) и ждущей (*б*) развертке.

Для исследования кратковременных, а также одиночных и непериодически повторяющихся импульсов в состав универсальных и импульсных осциллографов включают **генераторы ждущей развертки**. В отличие от генераторов непрерывной развертки, в которых пилообразные колебания возбуждаются непрерывно, генераторы ждущей развертки могут длительное время находиться в заторможенном состоянии (режиме «ожидания»). Они вырабатывают одиночные импульсы линейного пилообразного напряжения при каждом воздействии на них сигналов запуска; в качестве последних обычно используются исследуемые импульсы или внешние импульсные сигналы, синхронизированные по частоте повторения с исследуемыми. Размах пилообразного импульса $U_{пил}$ (с учетом его усиления) должен обеспечивать отклонение светящегося пятна вдоль всей ширины экрана, а его длительность $\tau_{пил}$ должна регулироваться в широких пределах. Как правило, $\tau_{пил}$ устанавливается несколько большей длительности исследуемых импульсов $\tau_и$ (рис. 15-15, *б*). При этом благодаря большой скорости развертки кривая импульса оказывается растянутой на бо́льшую часть шири-

ны экрана, что позволяет детально исследовать ее форму и измерить ряд параметров импульса (длительность, амплитуду и др.).

Схема простейшего генератора ждущей развертки представлена на рис. 15-16. При отсутствии запускающего импульса лампа *Л* заперта отрицательным смещением $U_к$, создаваемым на катодном резисторе R_5 током источника анодного питания; при этом конденсатор C_1 заряжен до напряжения $E_а$. При воздействии на схему прямоугольного импульса запуска положительной полярности лампа *Л* отпирается и в течение времени действия импульса t_1 происходит линейный разряд конденсатора C_1 через пентод. По окончании импульса запуска лампа *Л* запирается и конденсатор C_1 быстро заряжается через резистор R_3 до напряжения $E_а$, которое и сохраняется на нем до прихода нового запускающего импульса. Скорость развертки может регулироваться грубо переключением конденсаторов C_1 различных номиналов и плавно изменением сопротивления резистора R_1 в цепи экранирующей сетки пентода. Недостатком данной схемы является зависимость амплитуды и длительности пилообразных импульсов как от длительности запускающих импульсов, так и от их формы; последнее может потребовать применения специального мультивибратора запуска, предназначенного для преобразования исследуемых импульсов любой формы в прямоугольные импульсы запуска.

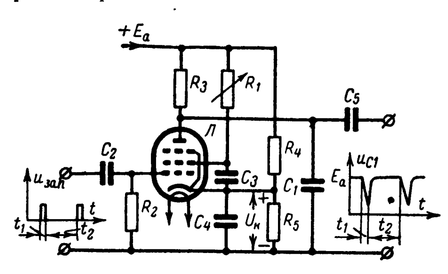


Рис. 15-16. Схема простейшего генератора ждущей развертки.

Любой генератор непрерывной развертки может быть переведен в режим ждущей развертки посредством изменения режима работы его ламп. Поэтому схемы генераторов непрерывной и ждущей разверток часто конструктивно совмещаются [1]. Примером может служить приведенная на рис. 15-13 схема генератора, работа которого в режиме непрерывной развертки (*НР*) была рассмотрена в § 15-10. В этом режиме анодная цепь триода $Л_4$ включена параллельно лампе $Л_1$, однако на работу последней лампа $Л_4$ заметно не влияет, так как она имеет большое внутреннее сопротивление вследствие сильной отрицательной обратной связи, обусловленной включением высокоомного резистора R_6 в цепь катода.

При установке переключателя $П_2$ в положение *ЖР* генератор работает в режиме ждущей развертки. При этом напряжение на экранирующей сетке лампы $Л_1$ понижается и лампа запирается отрицательным напряжением смещения, подводимым к ее управляющей сетке через резистор утечки R_3. Большое напряжение $u_{а1}$ на аноде запертой лампы $Л_1$ поддерживает лампу $Л_2$ отпертой, вследствие чего конденсатор C_1 остается в заряженном состоянии.

Запускающий импульс положительной полярности подается на сетку лампы $Л_4$, а отрицательной полярности — на ее катод. Он вызывает резкое уменьшение внутреннего сопротивления лампы $Л_4$

[1] «Радио», 65—11—56.

и понижение напряжения u_{a1}, что приводит к запиранию лампы $Л_2$ и разряду конденсатора C_1 через резистор R_1, на котором возникает импульс пилообразного напряжения. При этом зарядный ток конденсатора C_2 поддерживает лампу $Л_1$ в отпертом состоянии, вследствие чего длительность запускающего импульса не будет влиять на процессы в схеме. Длительность пилообразного импульса определяется величиной напряжения $U_н$, при котором происходит отпирание лампы $Л_2$; последнее вызывает разряд конденсатора C_2 и запирание лампы $Л_1$, после чего схема возвращается в исходный режим ожидания.

Скорости разверток обычно имеют фиксированные значения и маркируются по длительности; их изменение производится переключением конденсаторов C_1 при постоянном значении сопротивления R_1. Например, осциллограф С1-5 имеет девять различных длительностей развертки в пределах от 1 до 3 000 *мксек*. При использовании вместо резистора R_1 пентода $Л_3$ в режиме ждущей развертки на его экранирующую сетку подают напряжение источника питания $E_а$.

В генераторах ждущей развертки начало пилообразного импульса запаздывает относительно начала импульса запуска на десятые доли микросекунды; поэтому для воспроизведения на экране фронта исследуемых импульсов необходимо производить задержку их в канале вертикального отклонения Y (см. § 15-6).

15-13. КАЛИБРАТОРЫ ДЛИТЕЛЬНОСТИ

Для измерения длительности импульсных процессов, наблюдаемых на экране трубки в режиме ждущей развертки, в состав осциллографа включают калибратор длительности.

В качестве калибратора наиболее часто используется генератор с контуром ударного возбуждения, упрощенная схема которого приведена на рис. 15-17, *а*. В исходном положении через катушку контура L протекает анодный ток лампы, сообщающий контуру некоторый начальный запас энергии. Во время прямого хода луча от генератора ждущей развертки на управляющую сетку лампы калибратора поступает прямоугольный отрицательный импульс. При этом лампа запирается и в момент исчезновения анодного тока в контуре LC возбуждаются медленно затухающие колебания, частота которых f определяется параметрами контура. Напряжение с контура через конденсатор C_2 непосредственно или после преобразования в узкие односторонние импульсы подается на управляющий электрод трубки, модулируя с частотой f яркость

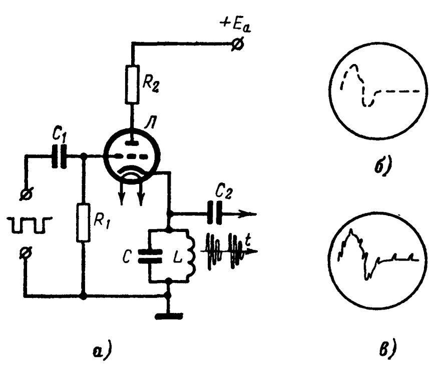


Рис. 15-17. Простейшая схема калибратора длительности (*а*) и вид осциллограмм с метками времени (*б* и *в*).

луча. При этом изображение на экране будет наблюдаться в виде ярко светящихся линий или точек с темными промежутками между ними (рис. 15-17, *б*). Расстояние между двумя точками соответствует интервалу времени $\Delta t = 1/f$, а по числу точек n, укладывающихся на осциллограмме, можно определить ее длительность $\tau = n\Delta t$. Например, при $f = 1$ *Мгц* и $n = 7$ $\Delta t = 1$ *мксек*, а длительность процесса $\tau = 7$ *мксек*.

В некоторых осциллографах напряжение калибратора подводится к вертикально отклоняющим пластинам и создает всплески на изображении (рис. 15-17, *в*).

Обычно калибратор содержит несколько контуров, настроенных на различные частоты f, переключение которых синхронизировано с изменением длительности ждущей развертки.

15-14. ДВУХЛУЧЕВЫЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ И КОММУТИРУЮЩИЕ ПРИСТАВКИ

При налаживании и испытании радиоустройств возникает необходимость в одновременном наблюдении нескольких взаимосвязанных или синхронных электрических процессов. Например, сравнение кривых входного и выходного напряжений усилителя позволяет сделать вывод о характере и величине искажений, возникающих в процессе усиления. Такое сравнение становится особенно наглядным при синусоидальной и прямоугольной формах входного сигнала; форма выходного сигнала в первом случае позволяет судить о частотных и фазовых искажениях на частоте данного сигнала, а во втором случае — об искажениях в широкой полосе частот [1].

В измерительной технике для одновременного воспроизведения кривых нескольких электрических процессов применяются многолучевые (обычно двухлучевые) осциллографы или обычные однолучевые электронные осциллографы, снабженные коммутирующей приставкой.

В двухлучевых осциллографах используются специальные электроннолучевые трубки. Они содержат внутри колбы два самостоятельных электронных прожектора, которые создают два узких, падающих на общий экран электронных луча, и две отклоняющие системы. При исследовании двух взаимосвязанных процессов отклонение обоих электронных лучей по горизонтали производят синхронно подачей пилообразного напряжения от общего генератора непрерывной или ждущей развертки на горизонтально отклоняющие пластины обеих отклоняющих систем; управление электронными лучами по вертикали осуществляют раздельно, для чего исследуемые напряжения подводят к различным парам вертикально отклоняющих пластин непосредственно или через отдельные усилители [2].

Двухлучевые осциллографы имеют ограниченное применение вследствие высокой стоимости, сложности схемы и конструкции, а также трудности изготовления двухлучевых ЭЛТ, в которых отсутствовало бы взаимное влияние одного исследуемого процесса на другой.

Коммутирующие приставки (коммутаторы) предназначены для поочередного подключения двух или большего числа исследуемых

---

[1] «Радио», 51—6—38.
[2] «Радио», 53—12—53.

напряжений к вертикальному входу однолучевого осциллографа. Наибольшее практическое применение имеют коммутаторы двух типов — электромеханические и электронные; реже используются коммутаторы на тиратронах[1] и электроннолучевые[2]. Число одновременно наблюдаемых процессов определяется числом каналов в коммутаторе.

На рис. 15-18 приведена схема двухканального электромеханического коммутатора, работающего на поляризованном реле *Р* *. Обмотка реле питается переменным напряжением коммутации $u_к$, поступающим от внешнего звукового генератора или сети переменного тока. С частотой этого напряжения $f_к$ происходит периодическое перемагничивание якоря реле, что приводит к попеременному замыканию его подвижного контакта *Я* с неподвижными контактами *1* и *2*. Вследствие этого на выходные зажимы коммутатора, соединяемые с вертикальным входом осциллографа, поочередно подаются исследуемые напряжения u_1, u_2, подведенные к входам *I* и *II*. Величины входных напряжений могут регулироваться потенциометрами R_1 и R_2. Вследствие инерционности зрения и послесвечения экрана кривых обоих напряжений при достаточно высокой частоте коммутации $f_к$ наблюдаются одновременно. В многоканальных коммутаторах вместо поляризованного реле используют шаговые искатели или коллекторные устройства.

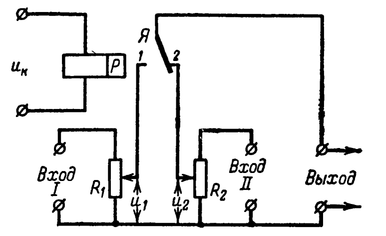


Рис. 15-18. Схема электромеханического коммутатора.

Недостатком электромеханических коммутаторов является ограничение частоты коммутации $f_к$ значениями, не превышающими сотен герц.

В электронных коммутаторах управление работой коммутируемых каналов осуществляется с помощью устройств, работающих на электронных лампах[3] или полупроводниковых приборах[4]. Схема коммутатора составляется из двух частей: генератора коммутирующих импульсов — мультивибратора или триггера и канальных усилителей.

На рис. 15-19 приведена схема двухканального *лампового* коммутатора. В этой схеме исследуемые напряжения u_1 и u_2 через входные потенциометры R_1 и R_2 подводятся к управляющим сеткам усилительных ламп $Л_{1А}$ и $Л_{2А}$; последние имеют общую анодную нагрузку — резистор R_{10}, напряжение с которого подается на выходные зажимы. Дроссель *L* служит для улучшения частотной характеристики усилителей в области высоких частот.

Лампы $Л_{1Б}$ и $Л_{2Б}$ входят в схему симметричного мультивибратора и в соответствии с принципом действия последнего поочередно отпираются и запираются с частотой $f_к$, определяемой параметрами схемы (см. § 16-9). Катодные резисторы R_7 и R_8 являют-

---

[1] «Радио», 50—2—18.
[2] «Радио», 55—7—52.
* «Радио», 55—10—58, 59—2—40, 60—12—15.
[3] «Радио», 49—2—26, 49—11—54, 50—9—53, 55—5—58, 59—11—23, 63—5—52.
[4] «Радио», 59—2—41, 60—1—58, 65—4—49, 65—9—54.

ся общими для ламп мультивибратора и усилителя и через них протекают анодные токи этих ламп; при этом анодные токи ламп мультивибратора значительно превосходят анодные токи усилительных ламп. Когда лампа $Л_{2Б}$ отперта, ее анодный ток создает на резисторе R_8 смещение, запирающее лампу $Л_{2А}$; в это время лампа $Л_{1Б}$ заперта и на выход поступают колебания с входа *I*, усиленные лампой $Л_{1А}$. Во второй полупериод колебаний частоты $f_к$ лампа $Л_{1Б}$ отперта, а $Л_{2Б}$ заперта и на выход подаются колебания с входа *II*, усиленные лампой $Л_{2А}$.

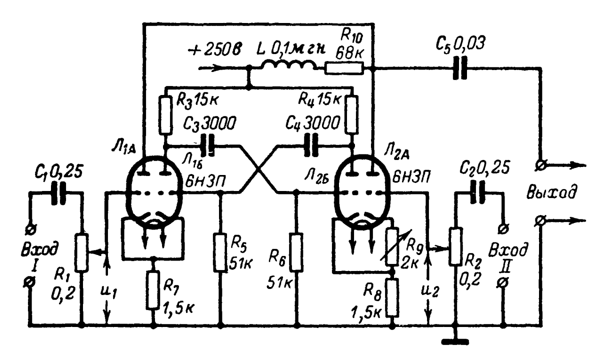


Рис. 15-19. Схема лампового коммутатора.

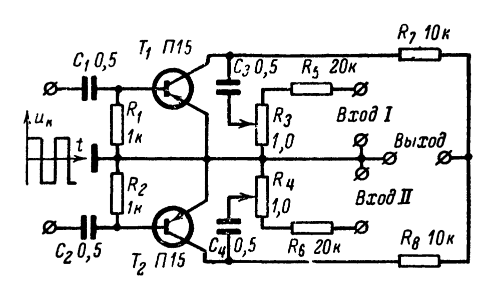


Рис. 15-20. Схема усилительно-коммутационной части транзисторного коммутатора.

Примером выполнения электронного коммутатора на *транзисторах* может служить схема, показанная на рис. 15-20. На базы транзисторов подается напряжение коммутации $u_к$ прямоугольной формы от симметричного мультивибратора, работающего, например, по схеме на рис. 16-20, *б*. Это приводит к поочередному запиранию и отпиранию транзисторов с частотой коммутации $f_к$. Если транзистор T_1 заперт, то напряжение с входа *I*, регулируемое по величине потенциометром R_3, через конденсатор C_3 и резистор R_7 подводится к выходу; в это же время транзистор T_2 отперт и его внутреннее сопротивление, шунтируя потенциометр R_4, препятствует прохож-

дению на выход сигнала с входа *II*. В следующий полупериод напряжения коммутации роли транзисторов меняются и на выход поступает сигнал с входа *II*. Достоинством схемы является то, что для своей работы она не требует наличия источника питания.

Если частота коммутации $f_к$ должна совпадать с частотой какого-либо внешнего сигнала, то вместо мультивибратора в качестве управляющего элемента используют триггер; последний должен создавать колебания прямоугольной формы, синхронные по частоте с воздействующими на него сигналами запуска.

В многоканальных электронных коммутаторах используется группа канальных усилителей (электронных ключей), имеющих общую нагрузку, напряжение с которой подается на вертикальный вход осциллографа. Поочередная работа их обеспечивается многофазным мультивибратором стробирующих (прямоугольных) импульсов или кольцевой цепочкой одновибраторов [1].

При работе с электронным коммутатором кривые исследуемых напряжений u_1 и u_2 могут наблюдаться на экране одновременно без искажений и взаимных перемещений лишь при условии, что их частоты равны или кратны. Генератор развертки осциллографа синхронизируют меньшей из этих частот, для чего зажим внешней синхронизации осциллографа соединяют с соответствующим входным зажимом коммутатора.

Особенностью использования коммутаторов является то, что на экран осциллографа передаются не только кривые исследуемых напряжений, но и разность их постоянных составляющих; изменяя эту разность, удается перемещать по вертикали изображения обеих кривых относительно друг друга.

Предположим, что исследуемые напряжения u_1 и u_2 с некоторого момента t_0 имеют форму, показанную на графиках *а* и *б* (рис. 15-21). Правее соответствующих графиков приведены кривые, наблюдаемые на экране при раздельной подаче этих напряжений непосредственно к вертикальному входу осциллографа и синхронизации генератора развертки на второй субгармонике. Очевидно, что постоянные составляющие напряжений в указанном случае не пропускаются усилителем вертикального канала осциллографа и на экране не воспроизводятся.

Иная картина получится при подаче напряжений u_1 и u_2 на осциллограф через электромеханический коммутатор, работающий по схеме на рис. 15-18. В этом случае при частоте коммутирующего напряжения $f_к$, в 3 раза меньшей частоты напряжений u_1 и u_2, выходное напряжение коммутатора $u_{вых}$ примерно соответствует кривой, изображенной на графике (рис. 15-21, *в*). Постоянные составляющие напряжений u_1 и u_2, как это видно из графика, преобразуются в напряжение прямоугольной формы и усиливаются вертикальным усилителем осциллографа вместе с переменными составляющими входных напряжений. При разности постоянных составляющих кривые на экране оказываются сдвинутыми по вертикали, что позволяет наблюдать их раздельно. Если постоянные составляющие равны или отсутствуют, то кривые на экране совмещаются, что удобно при необходимости выявления различий в их форме, обусловленных искажениями.

---

[1] «Радио», 59—2—42, 64—3—50, 65—4—49.

В схеме электронного коммутатора (рис. 15-19) за счет постоянных составляющих анодных токов ламп $Л_{1А}$ и $Л_{2А}$ падение напряжения на нагрузке R_{10} всегда является пульсирующим независимо от наличия постоянной составляющей во входном напряжении. У лампы $Л_{1А}$ постоянная составляющая анодного тока поддерживается неизменной, в то время как у лампы $Л_{2А}$ она может плавно изменяться с помощью переменного резистора R_9 в цепи катода. Тем самым создается возможность точного совмещения или взаимного перемещения по вертикали наблюдаемых кривых.

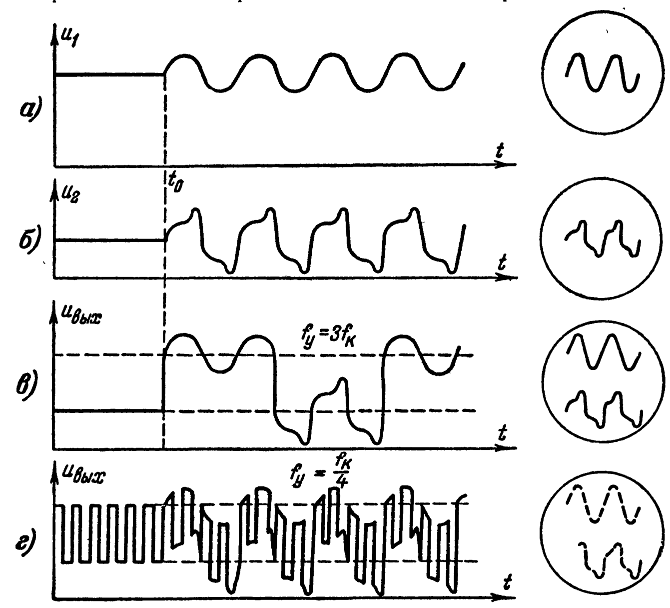


Рис. 15-21. Графики напряжений, подводимых к осциллографу непосредственно (*а* и *б*) и через коммутатор (*в* и *г*) и соответствующие им осциллограммы.

Частота коммутации $f_к$ должна отличаться от частоты исследуемых напряжений f_y, так как при точном равенстве этих частот на эране будут наблюдаться лишь отдельные полупериоды кривых напряжений u_1 и u_2. При этом не обязательна кратность частот $f_к$ и f_y, так как изображение на экране воспринимается как цельное, если даже различные участки его воспроизводятся в различные периоды развертки. Для исследования процессов, частота которых равна частоте $f_к$ или близка к ней, иногда предусматривают возможность плавной регулировки последней.

Если $f_y > f_к$, то кривые на экране получаются сплошными, причем при $f_y \geqslant 2f_к$ в каждый период коммутации электронный луч воспроизведет на экране не менее одного полного периода кривых напряжений u_1 и u_2 (рис. 15-21, *в*). С этой точки зрения частоту $f_к$ желательно брать возможно меньшей, однако при $f_к < 50$ *гц* стано-

вится заметным поочередное мелькание воспроизводимых кривых. Если же частота $f_у < f_к$, то за период коммутации на экране воспроизводится менее половины периода частоты $f_у$ и кривые получаются пунктирными, как это показано на рис. 15-21, *г*. Чем больше различие частот $f_у$ и $f_к$, тем чаще следуют пунктирные отрезки и тем точнее воспроизводятся кривые. С этой точки зрения при исследовании процессов с низкой частотой $f_у$ частоту коммутации желательно брать возможно большей, по крайней мере в 10—20 раз превышающей частоту $f_у$.

Для хорошего воспроизведения кривых как высоких, так и низких частот в коммутаторах часто предусматривают возможность работы на одной из двух фиксированных частот коммутации $f_{к1}$ и $f_{к2}$, обеспечиваемых переключением элементов схемы мультивибратора. При этом диапазон частот исследуемых процессов лежит примерно в пределах

$$\Delta f_у \approx \frac{f_{к1}}{20} \div 20 f_{к2}. \qquad (15\text{-}13)$$

Например, при выборе $f_{к1} = 200$ *гц* и $f_{к2} = 20$ *кгц*; $\Delta f_у \approx 10$ *гц* $\div$ 400 *кгц*.

Форма колебаний, создаваемых генератором коммутирующего напряжения, должна быть возможно ближе к прямоугольной. В противном случае замедляется переход электронного луча от одной оси развертки к другой, что приводит к засветке экрана, мешающей наблюдениям. Для устранения этой засветки можно предусмотреть запирание трубки импульсом, снимаемым со схемы мультивибратора или триггера. Важное значение имеет также симметричность напряжения коммутации (т. е. одинаковая длительность его положительного и отрицательного полупериодов); нарушение ее ведет к различной яркости изображений кривых напряжений u_1 и u_2.

15-15. ОСЦИЛЛОГРАФИРОВАНИЕ ВОЛЬТ-АМПЕРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Процесс снятия вольт-амперных и других характеристик элементов и узлов радиоустройств по точкам, применяемый в лабораторной и учебной практике, весьма громоздок, требует затраты значительного времени и лишен наглядности. При использовании электронного осциллографа требуемая характеристика непрерывно и автоматически воспроизводится на его экране с периодичностью, обеспечивающей слитное восприятие изображения. Благодаря кратковременности воздействия управляющего напряжения на исследуемое устройство, осциллограф позволяет снимать характеристики или их отдельные участки в импульсном и других перегрузочных режимах.

В о л ь т - а м п е р н а я   х а р а к т е р и с т и к а представляет собой кривую зависимости $i(u)$ тока i, протекающего в одной из цепей исследуемого элемента, от напряжения u, воздействующего на ту же или другую его цепь, при постоянстве всех прочих величин, влияющих на режим работы элемента. Осциллографические устройства, предназначенные для снятия вольт-амперных характеристик

электронных ламп, полупроводниковых приборов и других нелинейных элементов, называются характериографами[1].

Для осциллографирования вольт-амперных характеристик диодов любых типов (ламповых, газонаполненных, полупроводниковых) можно применять схему на рис. 15-22, *а*. В этой схеме, питаемой от источника управляющего напряжения $u_с$, переменное напряжение u, падающее на диоде *Д*, подводится к горизонтальному входу осциллографа, создавая развертку электронного луча по горизонтали. Каждому значению напряжения u соответствует определенный ток i в цепи диода; пропорциональное последнему напряжение iR с резистора R подводится к вертикальному входу осциллографа. В результате одновременного воздействия на отклоняющие пластины трубки напряжений u и iR на экране возникает (в определенном масштабе) кривая характеристики $i(u)$.

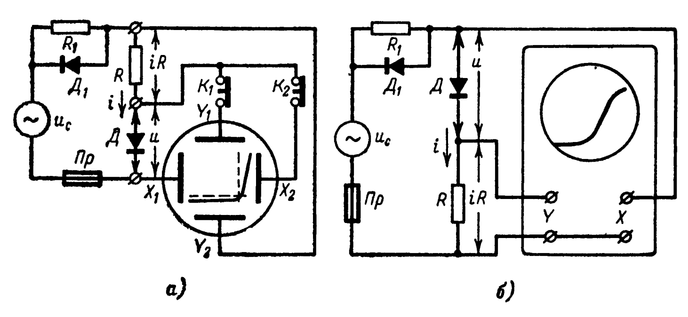


Рис. 15-22. Схемы осциллографирования вольт-амперных характеристик диодов.

Одной полуволне переменного напряжения $u_с$ соответствует прямой ток через диод *Д*, при котором напряжение на диоде не должно превышать нескольких вольт; в этом случае ток i и напряжение u ограничиваются резистором R_1, сопротивление которого подбирается в зависимости от типа исследуемого диода и напряжения $u_с$. При обратной полуволне переменного напряжения сопротивление диода *Д* резко возрастает и для его исследования желательно, чтобы амплитуда переменного напряжения на диоде была максимальной (в пределах допустимых значений обратных напряжений); это достигается закорачиванием резистора R_1 малым прямым сопротивлением вспомогательного диода $Д_1$.

Если характеристика диода фотографируется с экрана, то необходимо ориентировать ее относительно осей координат i и u. С этой целью экспонирование одного и того же негатива производится трижды: при отжатых кнопках $К_1$ и $К_2$ и поочередном нажатии этих кнопок; в последних случаях одна из разверток осциллографа будет выключаться, что вызовет отклонение пятна на экране вдоль горизонтальной, а затем вертикальной осей, которые и воспроизведутся на негативе. Для одновременного визуального воспроизведения характеристики и осей координат в схему установки необходимо включить электронный коммутатор, который должен с частотой, значительно отличающейся от частоты напряжения $u_с$, производить

[1] «Радио», 56—9—53, 60—12—15, 63—4—59.

последовательные переключения, аналогичные замыканию кнопок K_1 и K_2 и поочередному их размыканию. При необходимости оси координат могут быть прокалиброваны в требуемых единицах.

Напряжения u и iR в течение значительной части периода очень малы и при непосредственной подаче на отклоняющие пластины трубки не вызывают заметного отклонения электронного луча. Поэтому приходится использовать усилители каналов Y и X осциллографа. Но при усилении напряжения u и iR могут получить различные фазовые сдвиги, которые вызовут раздвоение наблюдаемой кривой; это может потребовать регулировки фазовых характеристик усилителей (иногда для устранения сдвига фаз оказывается достаточным изменить усиление одного из усилителей). Другой проблемой, возникающей при использовании усилителей, является то, что два входных зажима осциллографа оказываются соединенными с корпусом, с которым часто имеет контакт и один из полюсов источника управляющего напряжения u_c. В этом случае приходится соединения производить по схеме на рис. 15-22, *б*. Но для неискаженного воспроизведения характеристики здесь необходимо, чтобы сопротивление R было значительно меньше внутреннего сопротивления диода *Д* для тока прямого направления; лишь тогда напряжение на входе канала X можно считать равным напряжению на диоде u.

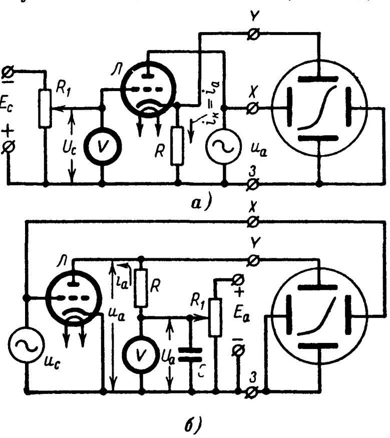


Рис. 15-23. Схемы осциллографирования анодных (*а*) и анодно-сеточных (*б*) характеристик триодов.

Если управляющее напряжение u_c имеет синусоидальную форму (например, при использовании напряжения сети с частотой 50 *гц*), то при развертке луча по горизонтали скорость перемещения его будет изменяться, что приведет к неравномерной яркости отдельных частей воспроизводимой характеристики. Поэтому более желательным является напряжение u_c треугольной или пилообразной формы. В последнем случае можно использовать в качестве управляющего напряжение, создаваемое генератором развертки осциллографа.

Значительно сложнее оказываются схемы для осциллографирования характеристик триодов и в особенности многосеточных ламп, режимы работы которых определяются совокупностью ряда величин. Для оценки качества радиоламп и возможностей их применения пользуются семействами вольт-амперных характеристик различного вида, основными из которых являются анодные и анодно-сеточные.

Анодные характеристики триодов $i_a(u_a)$ могут наблюдаться при помощи схемы, показанной на рис. 15-23, *а*. Здесь переменное напряжение u_a подводится одновременно к аноду исследуемой лампы *Л* и горизонтально отклоняющим пластинам труб-

ки. На вторую пару пластин подается напряжение с катодного резистора R, пропорциональное анодному току $i_а$. Постоянное напряжение смещения U_c нужной величины устанавливается потенциометром R_1 по показаниям вольтметра V. Если $R \ll R_i$, где R_i — внутреннее сопротивление лампы, то на экране будет наблюдаться кривая характеристики $i_а(u_а)$. Если требуется сфотографировать семейство анодных характеристик, экспонирование одного и того же негатива производят несколько раз при различных значениях напряжения U_c. При необходимости одновременного наблюдения семейства характеристик входную цепь схемы (рис. 15-23, *а*) заменяют генератором ступенчатого напряжения, который в конце каждого периода напряжения $u_а$ должен скачком изменять постоянное напряжение U_c на сетке; при этом желательно использовать трубку со значительным послесвечением. Число ступеней генератора определяет число наблюдаемых характеристик семейства.

Желательно, чтобы напряжение $u_а$ было пилообразной формы и изменялось от нуля до значения, соответствующего работе лампы в режиме насыщения. Если взять напряжение $u_а$ синусоидальной формы с частотой 50 *гц*, то анодный ток будет протекать лишь в течение положительных полупериодов этого напряжения, что вызовет мерцание изображения; лучшие результаты получаются, если напряжение $u_а$ снимать с выхода двухполупериодного выпрямителя (без фильтра).

Схема (рис. 15-23, *а*) непригодна для снятия характеристик тетродов и других многосеточных ламп, а также триодов при $U_c > 0$; в этих случаях ток $i_к$ через резистор R будет представлять собой сумму анодного и сеточных токов лампы *Л*. Ошибка будет особенно велика при симметричной форме управляющего напряжения $u_а$ вследствие резкого возрастания сеточных токов в отрицательный полупериод его.

Анодно-сеточные характеристики триодов и многосеточных ламп $i_а(u_c)$ могут наблюдаться с помощью схемы, приведенной на рис. 15-23, *б*. Здесь на управляющую сетку лампы *Л* и горизонтально отклоняющие пластины трубки одновременно подается переменное напряжение u_c с амплитудой, обеспечивающей запирание лампы в отрицательный полупериод; напряжение на аноде (и других электродах) поддерживается постоянным на требуемом уровне. Благодаря включению резистора R в цепь анода исключается влияние сеточных токов на величину падающего на нем напряжения $i_аR$. Однако в этой схеме на вертикально отклоняющие пластины трубки подается не напряжение $i_аR$, а обратное ему по форме анодное напряжение $u_а = U_а - i_аR$; поэтому при равенстве фазовых сдвигов усилителей каналов Y и X изображение на экране получается перевернутым. Для получения характеристики нормального вида в цепи одного из каналов приходится ставить дополнительный каскад усиления. Включение резистора R в цепь анода применяется и при снятии анодных характеристик многосеточных ламп. Во всех случаях необходимо выполнение условия $R \ll R_i$. Кроме того, сопротивление цепи анодного питания для переменного тока должно быть значительно меньше сопротивления резистора R, что обеспечивается включением конденсатора C достаточно большой емкости.

Для получения семейства анодно-сеточных характеристик изменяют вручную или автоматически постоянное напряжение на ано-

де $U_а$, а при исследовании многосеточных ламп — также и напряжение на экранирующей сетке. Все эти напряжения должны быть строго стабилизированы. Учитывая огромное разнообразие типов современных ламп и возможных режимов их работы, можно представить всю сложность и громоздкость схем универсальных ламповых характериографов.

Осциллографические методы можно применить и для воспроизведения различных вольт-амперных характеристик транзисторов. Примером может служить приведенная на рис. 15-24 схема осциллографирования выходных характеристик $i_к(u_к)$, выражающих зависимость тока коллектора $i_к$ от напряжения на коллекторе $u_к$ при неизменном токе базы $I_б$. Питание установки производится от сети переменного тока через понижающий трансформатор *Тр* и двухполупериодный выпрямитель на диодах $Д_1 \div Д_4$, полярность выходного напряжения которого определяется установкой переключателя *П*. Пульсирующее напряжение $u_с$ требуемой величины (в зави-

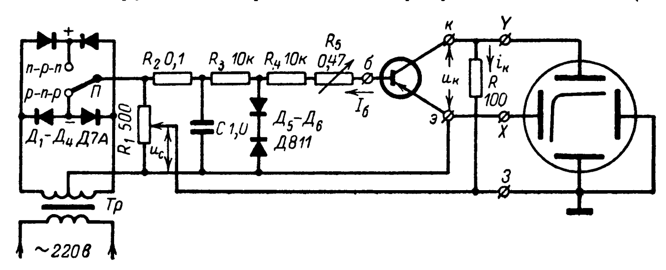


Рис. 15-24. Схема осциллографирования выходных характеристик транзисторов.

симости от типа исследуемого транзистора) снимается с потенциометра R_1 и подается на вход *X* осциллографа и одновременно через низкоомный резистор *R* на участок коллектор — эмиттер транзистора. К входу *Y* подводится напряжение с резистора *R*, пропорциональное току коллектора $i_к$.

Пульсирующее напряжение с выхода выпрямителя после сглаживания фильтром R_2C и стабилизации стабилитронами $Д_5$, $Д_6$ используется для питания входной цепи транзистора. Требуемое значение тока базы $I_б$ устанавливается реостатом R_5 и может отсчитываться при условии соответствующей градуировки непосредственно по его шкале. При необходимости одновременного воспроизведения семейства характеристик $i_к(u_к)$ входную часть схемы заменяют генератором ступенчатого напряжения, позволяющим синхронно с напряжением $u_с$ изменять ступенями ток базы $I_б$.

Одним из важнейших назначений характериографов является применение их для подбора электронных ламп и полупроводниковых приборов с одинаковыми характеристиками. В простейшем случае наблюдаемую характеристику образцового прибора (лампы, транзистора) фиксируют стеклографом непосредственно на стекле экрана трубки, а затем сравнивают с ней характеристики других приборов того же типа. Более совершенным способом является применение коммутатора, поочередно включающего сравниваемые приборы в схему характериографа; при этом на экране будут одновременно наблюдаться кривые характеристик обоих приборов.

15-16. ГЕНЕРАТОРЫ КАЧАЮЩЕЙСЯ ЧАСТОТЫ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ ПРИ ОСЦИЛЛОГРАФИРОВАНИИ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Процесс регулировки и ремонта усилителей, полосовых фильтров, колебательных и акустических систем и других радиоустройств значительно облегчается при визуальном наблюдении на экране осциллографа их частотных характеристик $U_{вых}(f)$, т. е. кривых, выражающих зависимость напряжения $U_{вых}$ на выходе исследуемого устройства от частоты f входного сигнала, уровень которого $U_{вх}$ поддерживается неизменным.

Генераторы качающейся частоты (КЧ) представляют собой ЧМ-генераторы, применяемые совместно с электронными осциллографами для воспроизведения на экране последних частотных характеристик. В отличие от ЧМ генераторов, работающих на сверх-

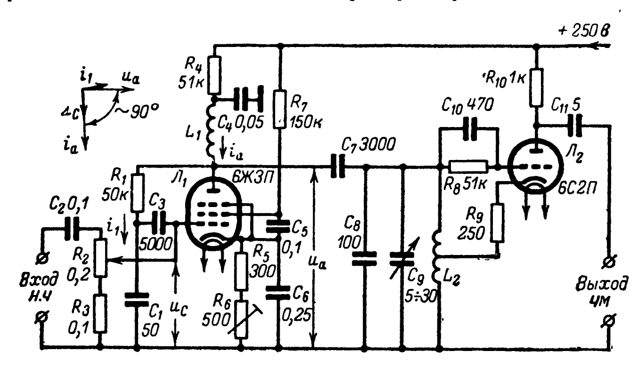


Рис. 15-25. Схема генератора качающейся частоты с реактивной лампой.

высоких частотах при сравнительно небольшой девиации частоты (см. § 9-6), генераторы КЧ применяются во всех радиочастотных диапазонах, а также в диапазоне низких частот и позволяют изменять девиацию частоты в широких пределах в зависимости от полосы пропускания исследуемого устройства.

В высокочастотных генераторах КЧ наиболее часто применяются три способа ЧМ: при помощи реактивной лампы, магнитного модулятора или посредством использования емкости *p-n* переходов полупроводниковых приборов.

На рис. 15-25 приведена схема генератора КЧ, состоящая из гетеродина, работающего по трехточечной схеме самовозбуждения на лампе $Л_2$, и реактивной лампы $Л_1$, анодная цепь которой включена параллельно контуру гетеродина. Реактивная лампа представляет собой обычную электронную лампу, внутреннее сопротивление которой благодаря специальной схеме включения имеет реактивный (индуктивный или емкостный) характер. Эквивалентное реактивное сопротивление такой лампы, определяющее частоту настройки конту-

ра гетеродина, легко регулируется изменением напряжения на одном из ее электродов [1].

В рассматриваемой схеме переменное напряжение на контуре гетеродина частотой f, создающее между анодом и катодом лампы $Л_1$ напряжение $u_а$, вызывает появление в цепи R_1, C_1 тока i_1. При соблюдении условия

$$R_1 \gg \frac{1}{2\pi f C_1} \qquad (15\text{-}14)$$

ток i_1 имеет фазу, близкую к фазе напряжения $u_а$. Ток i_1 создает на емкости C_1 падение напряжения $u_с$, отстающее от него по фазе на 90°. Напряжение $u_с$, воздействуя на сетку лампы $Л_1$, вызывает колебания ее анодного тока $i_а$, совпадающие по фазе с напряжением $u_с$. Из векторной диаграммы, приведенной в левой верхней части рис. 15-25, видно, что благодаря наличию цепи обратной связи R_1, C_1 анодный ток лампы $Л_1$ отстает от анодного напряжения почти на 90°. Следовательно, наличие реактивной лампы эквивалентно включению параллельно контуру индуктивности, шунтированной большим активным сопротивлением.

Величина эквивалентной индуктивности реактивной лампы определяется формулой

$$L_э = \frac{R_1 C_1}{S}, \qquad (15\text{-}15)$$

где S — крутизна характеристики лампы. При выполнении условия $L_э \gg L_2$ индуктивность $L_э$ вызывает изменение первоначальной частоты настройки гетеродина f_0 на величину

$$\Delta f_0 = \frac{1}{2} f_0 \frac{L_2}{L_э} = \frac{1}{2} f_0 \frac{L_2}{R_1 C_1} S. \qquad (15\text{-}16)$$

Изменение индуктивности $L_э$, а следовательно, и частоты гетеродина можно производить изменением крутизны S. При работе на криволинейном участке анодно-сеточных характеристик ламп крутизна S, как известно, зависит от положения рабочей точки, причем в пределах квадратичного участка характеристики зависимость крутизны от напряжения на управляющей сетке $u_с$ близка к линейной. Это создает возможность осуществления линейной модуляции.

Если резистор R_1 и емкость C_1 поменять местами, то при соблюдении условия, обратного (15-14), внутреннее сопротивление реактивной лампы будет носить не индуктивный, а емкостный характер. При этом величина эквивалентной емкости

$$C_э = R_1 C_1 S. \qquad (15\text{-}17)$$

В схеме (рис. 15-25) низкочастотное модулирующее напряжение воздействует на управляющую сетку реактивной лампы $Л_1$, вызывая периодическое изменение ее эквивалентной индуктивности $L_э$ и качание частоты гетеродина. Частота модулирующего напряжения определяет частоту качания, его амплитуда — девиацию (полосу качания) частоты, а форма — закон изменения частоты гетеродина. При этом амплитуда высокочастотных колебаний гетеродина остается практически неизменной.

---

[1] «Радио», 49—2—26. 49—11—54, 50—9—53, 55—5—58, 59—11—23, 63—5—52.

Подстроечным резистором R_6 осуществляют выбор рабочей точки на характеристике реактивной лампы, обеспечивающей линейную модуляцию; среднюю (несущую) частоту гетеродина f_0 (при отсутствии ЧМ) устанавливают переменным конденсатором C_9. Полосу качания частоты $\pm\Delta f$ регулируют в требуемых пределах потенциометром R_2; ее можно достаточно точно измерить при помощи гетеродинного частотомера.

В качестве реактивных ламп обычно применяют пентоды, которые вносят меньшее затухание в контур гетеродина, а также ослабляют паразитную амплитудную модуляцию, неизбежно сопровождающую частотную модуляцию. При использовании пентодов модулирующее напряжение иногда подают на защитную сетку последовательно с напряжением смещения.

Широкую полосу качания частоты (в пределах до $\pm 10\%$ значения несущей f_0) обеспечивает представленная на рис. 15-26 схема простого генератора КЧ с магнитным модулятором *ММ*. Последний представляет собой по существу высокочастотный магнитный усилитель, собранный на сердечнике из магнитодиэлектрика — феррита или альсифера. Рабочей обмоткой модулятора является контурная катушка гетеродина L_2. Другая обмотка L_1, содержащая несколько тысяч витков, является управляющей. Под действием подмагничивающего тока, протекающего по этой обмотке, происходит магнитное насыщение материала сердечника, вследствие чего его магнитная проницаемость μ падает, а вместе с ней уменьшается и индуктивность катушки L_2. При подводе к обмотке L_1 периодически изменяющегося напряжения синхронно с ним будет изменяться индуктивность L_2, а следовательно, и частота генерируемых гетеродином колебаний [1].

Рис. 15-26. Схема генератора качающейся частоты с магнитным модулятором.

В рассматриваемой схеме на управляющую обмотку подается пульсирующее напряжение с выхода двухполупериодного выпрямителя. Подстроечным резистором R_3, посредством которого регулируют величину постоянной составляющей подмагничивающего тока, осуществляют выбор рабочей точки, обеспечивающей линейную ЧМ. Требуемая полоса качания частоты устанавливается резистором R_2, который включен в цепь, шунтирующую обмотку L_1 по переменному току.

Некоторые магнитные модуляторы, помимо рабочей обмотки, содержат отдельно обмотку подмагничивания, питаемую постоянным напряжением (например, после фильтра выпрямителя) и служащую для выбора рабочей точки, и управляющую обмотку, питаемую переменным напряжением частоты модуляции.

---

[1] «Радио», 58—1—41, 61—8—49, 63—7—46.

Качание частоты генератора может быть осуществлено с помощью полупроводникового диода, включаемого параллельно контуру или вместо контурного конденсатора[1] (рис. 15-27). Как известно, для тока обратного направления *p-n* переход эквивалентен емкости, шунтированной большим активным сопротивлением. Величина этой емкости уменьшается с возрастанием приложенного к *p-n* переходу запирающего напряжения; это создает возможность периодического изменения емкости под воздействием пульсирующего напряжения.

В качестве регулируемых полупроводниковых конденсаторов наиболее часто используют кремниевые стабилитроны типа Д808—Д813, которые при небольших размерах обладают сравнительно малыми потерями на высоких частотах. Пределы изменений емкости различных типов диодов, а также отдельных экземпляров одного и того же типа имеют большой разброс, поэтому данные цепей

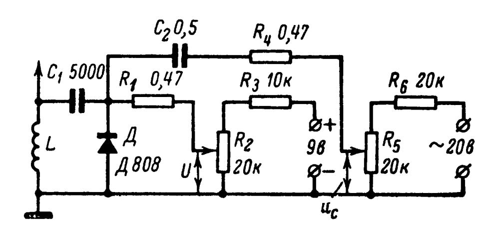


Рис. 15-27. Схема включения полупроводникового конденсатора в контур генератора качающейся частоты.

качания для каждой конкретной схемы приходится подбирать опытным путем, исходя из некоторых усредненных величин. Например, для стабилитронов типа Д808 при изменении запирающего напряжения от 0,1 до 5 *в* емкость изменяется примерно от 350 до 150 *пф*.

К диоду *Д*, включенному по схеме на рис. 15-27, подводится постоянное запирающее напряжение U, величина которого, регулируемая потенциометром R_2, определяет рабочую точку диода, а вместе с ней и среднее (несущее) значение частоты гетеродина. Кроме того, на диод подается модулирующее напряжение u_c, амплитуда которого не должна превышать напряжения запирания. Полоса качания частоты регулируется потенциометром R_5. Конденсатор C_1 разделяет цепи питания диода *Д* и гетеродина. Резисторы R_1 и R_4 предотвращают шунтирование контура цепями питания диода.

Генераторы КЧ обычно работают на одной или двух фиксированных средних частотах f_0, равных, например, 465 или 110 *кгц*, изменение которых осуществляется переключением контурных катушек; иногда предусматривают плавную регулировку f_0 в небольших пределах при помощи переменного конденсатора малой емкости или другим способом. При различных значениях частоты f_0 одна и та же величина управляющего (модулирующего) напряжения будет создавать различную девиацию частоты Δf.

---

[1] «Радио», 61—3—58, 61—5—50, 65—12—49.

Однако возможно получение и любой другой средней частоты f_1, отличной от f_0, при сохранении неизменной девиации частоты Δf, установленной для частоты f_0. Для этого пользуются способом преобразования частоты, аналогичным применяемому в супергетеродинных приемниках. Гетеродин генератора КЧ выполняют на триодной части преобразовательной лампы, например типа 6А2П, к сигнальной сетке которой подводят напряжение частоты $f_г$ от внешнего или внутреннего высокочастотного генератора. Если установить частоту $f_г = f_0 + f_1$ или $f_г = |f_0 - f_1|$, то, используя преобразовательное действие лампы, на ее анодной нагрузке можно выделить напряжение требуемой средней частоты f_1; последняя будет иметь такую же девиацию, как и частота f_0 колебаний гетеродина. Например, если гетеродин работает на средней частоте $f_0 = 465$ *кгц*, а на выходе нужно получить ЧМ колебания со средней частотой $f_1 = 110$ *кгц*, то вспомогательный генератор должен быть настроен на частоту $f_г$, равную 575 или 355 *кгц*.

Для исследования характеристик низкочастотных устройств необходим генератор с пределами качания частоты от единиц или десятков герц до 10—20 *кгц*. Получить такую полосу качания ΔF путем непосредственной частотной модуляции низкочастотного гетеродина при сохранении постоянства амплитуды колебаний последнего практически невозможно. В этом случае используют метод детектирования биений между двумя близкими по частоте высокочастотными колебаниями, причем для исключения явления захватывания преобразование частоты приходится осуществлять при помощи отдельного смесительного каскада (см. § 8-3).

Низкочастотный генератор КЧ выполняется по блок-схеме, аналогичной представленной на рис. 8-3. В качестве гетеродина постоянной частоты f_1 здесь используется кварцевый генератор. Гетеродином переменной частоты является высокочастотный генератор КЧ, работающий по одной из рассмотренных выше схем; его частота f_2 должна качаться в пределах от f_1 до $f_1 + \Delta F$ или $f_1 - \Delta F$, где полоса качания ΔF выбирается порядка 10—20 *кгц* *.

Частотная характеристика может быть воспроизведена на экране осциллографа с помощью установки, собранной по блок-схеме на рис. 15-28. Входящий в нее генератор КЧ модулируется по частоте пилообразным напряжением развертки u_x, которое снимается с зажимов X_1, X_2, непосредственное соединенных с горизонтально отклоняющими пластинами трубки. Если модуляция носит линейный характер, то перемещение пятна вдоль горизонтальной оси экрана будет происходить синхронно с изменением частоты генератора, т. е. ось X экрана можно использовать как ось частот с линейным масштабом.

ЧМ напряжение $u_{вх}$ постоянной амплитуды со средней частотой f_1, равной средней частоте полосы пропускания исследуемого устройства, подается на вход последнего. Так как каждому значению меняющейся частоты входного сигнала соответствует определенный коэффициент усиления, то амплитуда выходного напряжения $u_{вых}$ устройства будет периодически изменяться в соответствии с его частотной характеристикой. Если напряжение $u_{вых}$ подать на вертикальный вход осциллографа, то на экране возникнет светящаяся фигура, верхняя и нижняя огибающие которой повторят частот-

* «Радио», 59—11—23, 61—10—63, 61—9—43, 63—7—63.

ную характеристику устройства. Для получения на экране характеристики в виде односторонней кривой, более удобной для исследования, напряжение $u_{вых}$ предварительно детектируют; при испытании усилителя промежуточной частоты приемника выпрямленное напряжение может сниматься непосредственно с нагрузки второго детектора. Смещение исследуемой характеристики по экрану достигается плавным изменением средней частоты генератора f_1. Ширина наблюдаемого на экране участка характеристики определяется величиной девиации частоты Δf и может регулироваться в широких пределах.

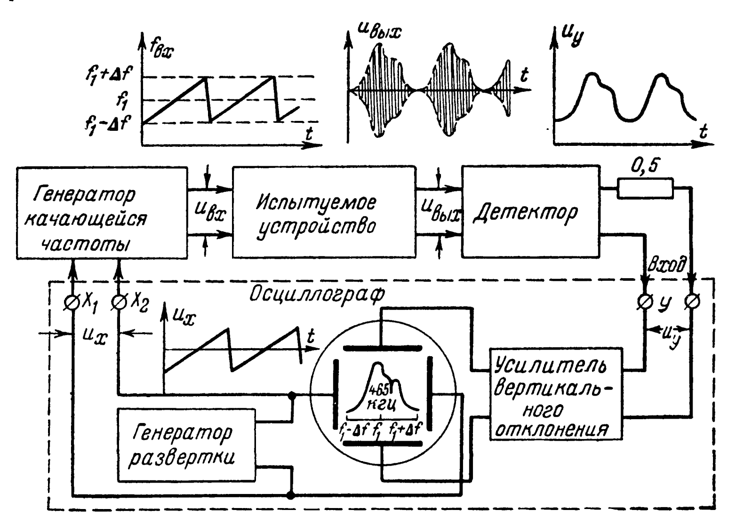


Рис. 15-28. Блок-схема установки для исследования частотных характеристик.

Частоту генератора развертки, определяющую скорость качания частоты ЧМ колебаний, обычно устанавливают порядка нескольких десятков или сотен герц. При большой скорости качания частоты и узкой полосе пропускания исследуемого устройства в контурах последнего могут возбуждаться медленно затухающие собственные колебания, вызывающие искажение наблюдаемой характеристики. При малой скорости качания частоты появляется мерцание изображения.

На изображении наблюдаемой частотной характеристики обычно создают маркерные метки, соответствующие известным значениям частоты. В простейшем случае это достигается посредством связи с выходом генератора КЧ колебательного контура высокой добротности, точно настроенного на требуемую частоту, равную, например, 465 *кгц*. Когда частота генератора в процессе ее качания будет проходить через значение 465 *кгц*, вследствие отсасывания контуром энергии в выходном напряжении появится провал, сопровождаемый возникновением на изображении характерной метки (рис. 15-28). Более совершенной является калибровка частоты с помощью квар-

цевого генератора, создающего колебания сложной формы с большим числом гармоник, кратных частоте кварца, равной, например, 100 *кгц*. Когда частота генератора КЧ совпадает с частотами гармоник кварцевого генератора, на нагрузке смесителя, к которому подводятся одновременно оба колебания, выделяется низкочастотное напряжение биений; последнее воздействует на вертикальный вход осциллографа и создает метки на изображении характеристики, амплитуда которых обычно может регулироваться.

Исследование частотных характеристик можно выполнить с помощью установок, состоящих из электронного осциллографа и отдельного генератора КЧ, или специальными приборами, объединяющими все необходимые для исследования элементы (включая калибраторы амплитуды и частоты) в общей схеме. Эти приборы называют измерителями частотных характеристик (ИЧХ). Часть приборов этой группы по диапазону частот и другим параметрам специально предназначается для проверки и настройки телевизионных приемников [1].

В некоторых измерителях частотных характеристик с целью упрощения схемы модуляцию колебаний генератора КЧ, а также горизонтальную развертку осциллографа производят синусоидальным напряжением сети переменного тока частотой 50 *гц*. В этом случае время прямого и обратного хода электронного луча будет одинаковым. Но вследствие некоторой асимметрии кривой синусоидального напряжения может оказаться, что кривые, воспроизводимые лучом на экране при движении его в прямом и обратном направлениях, не совпадут. Чтобы избежать раздвоения изображений частотных характеристик, с помощью специальной схемы производят запирание генератора КЧ или электроннолучевой трубки в течение полупериода синусоидального напряжения развертки, соответствующего его нарастанию или спаданию.

ГЛАВА ШЕСТНАДЦАТАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ

16-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Необходимость в измерении частоты электрических колебаний возникает во многих областях науки и техники. Наибольшее применение частотные измерения находят в радиотехнике, где они охватывают обширную область частот от инфранизких (менее 1 *гц*) до сверхвысоких (с верхней границей порядка 10^{11} *гц*) включительно.

Измерение частоты в основном производится при налаживании и градуировке электроакустических и звукозаписывающих установок, низкочастотных и высокочастотных генераторов, радиопередающих и радиоприемных устройств, а также различных колебательных систем. Исследуемые колебания могут иметь форму, весьма далекую от синусоидальной; частотомер должен измерять основную частоту этих колебаний. Если необходим анализ частотного состава сложного ко-

[1] «Радио», 53—9—42, 58—1—41, 62—3—32, 63—3—63, 63—7—46, 64—9—62.

лебания, то применяются специальные приборы — анализаторы спектра частот.

Для измерения технических частот в цепях питания применяются частотомеры электромагнитной, электродинамической и ферродинамической систем с непосредственным отсчетом частоты по шкале логометрического измерителя. Эти приборы имеют узкие пределы измерений в границах ±10% от одной из номинальных частот 50, 60, 100, 150, 200, 400, 430, 500, 800, 1 000 и 1 500 *гц* и работают при номинальных напряжениях 36, 110, 127, 220 или 380 *в*. Они потребляют от исследуемой цепи значительную мощность (до 12 *вт*). Переносные приборы имеют класс точности 0,2 и 0,5, а щитовые — от 0,5 до 2,5.

Измерение очень низких частот (менее 5 *гц*) в простейшем случае можно производить непосредственным подсчетом числа периодов колебаний за определенный промежуток времени, например, при помощи прибора магнитоэлектрической системы, включенного в исследуемую цепь, и секундомера: измеряемая частота равна числу периодов колебаний стрелки прибора в 1 *сек*. Измерение низких (звуковых) частот (20 *гц* — 20 *кгц*) может производиться мостовым методом и методами сравнения, а в широком диапазоне низких и высоких частот — частотомерами, основанными на конденсаторном и электронно-счетном методах. Для измерения высоких и сверхвысоких частот (50 *кгц* и выше) применяются частотомеры, работающие по резонансному методу или использующие метод сравнения посредством нулевых биений. В области сверхвысоких частот (30 *Мгц* и выше) широко применяется метод непосредственного измерения длины волны электромагнитных колебаний при помощи измерительной линии. Выбор метода измерений определяется диапазоном измеряемых частот и требуемой точностью [1].

Современная измерительная техника позволяет измерять частоты с относительной погрешностью до 10^{-10}; это значит, что частота порядка 10 *Мгц* может быть определена с ошибкой не более 0,001 *гц*. В качестве источника высокостабильных образцовых частот, необходимых для градуировки и проверки частотомеров, контроля несущих частот радиовещательных станций и других точных частотных измерений, используются кварцевые, молекулярные и атомные генераторы, а в области низких частот также камертонные генераторы. Современные методы стабилизации частоты, применяемые на радиовещательных станциях, позволяют держать частоту на средних и длинных волнах с точностью до 1—2 *гц*, а на коротких волнах — с точностью до 10—20 *гц*. Поэтому несущие частоты радиовещательных станций можно успешно использовать в качестве образцовых при градуировке радиоаппаратуры. Кроме того, через длинноволновые и коротковолновые радиостанции регулярно производится передача электромагнитных колебаний ряда образцовых частот (100 и 200 *кгц*, 5, 10 и 15 *Мгц* и др.).

В большинстве случаев радиолюбительской практики при измерении низких частот можно допустить погрешность порядка 5%, а при измерении высоких частот — порядка 0,1—2%, что позволяет упростить схему и конструкцию частотомеров. Помимо специальных приборов, для градуировки радиоприемников можно применять градуированный по частоте радиопередатчик или измерительный генератор соответствующего диапазона, а для градуировки передатчиков — гра-

---

[1] **«Радио», 62—3—52, 63—2—24.**

дуированный по частоте приемник. Точность измерений в этих случаях определяется в основном погрешностью градуировки и отсчета частоты установки, используемой в качестве образцовой.

16-2. МОСТОВЫЕ ЧАСТОТОМЕРЫ

Измерение низких частот может производиться частотно-зависимыми мостами переменного тока (см. § 11-6). В мостовых частотомерах наиболее часто применяется схема моста типа *RC*, приведенная на рис. 16-1, *а*. К одной диагонали моста подводится напряжение измеряемой частоты F_x, в другую диагональ включается чувствительный индикатор нуля переменного тока, например телефоны *T*.

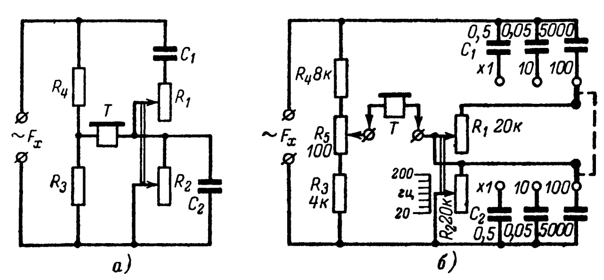


Рис. 16-1. Схемы частотомеров с плавным диапазоном.

Одним из условий равновесия моста является равенство фазовых углов *RC*-плеч, т. е. $\varphi_1=\varphi_2$ или $\operatorname{tg}\varphi_1=\operatorname{tg}\varphi_2$; заменяя последние их значениями на основе формул (11-24) и (11-26), получаем:

$$2\pi F_x C_1 R_1 = \frac{1}{2\pi F_x C_2 R_2}.$$

Отсюда следует, что мост можно уравновесить при измеряемой частоте

$$F_x = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \qquad (16\text{-}1)$$

Второе условие равновесия моста находим, исходя из формул (11-21), (11-23) и (11-25):

$$R_3 \sqrt{R_1^2 + \frac{1}{(2\pi F_x C_1)^2}} = R_4 \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R_2^2} + (2\pi F_x C_2)^2}}.$$

Учитывая значение частоты из формулы (16-1), последнее равенство приводим к виду:

$$\frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} = \frac{R_4}{R_3}; \qquad (16\text{-}2)$$

Условие (16-2) будет удовлетворяться, если взять

$$R_1 = R_2; \quad C_2 = C_1; \quad R_4 = 2R_3.$$

Тогда мост оказывается уравновешенным при частоте

$$F_x = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}. \tag{16-3}$$

Схема широкодиапазонного частотомера приведена на рис. 16-1, *б*. В ней используются два одинаковых переменных резистора R_1 и R_2, управляемых общей ручкой. Изменением их сопротивлений осуществляется уравновешивание моста при различных частотах F_x. Измеряемая частота отсчитывается непосредственно по шкалам этих резисторов. При неизменных конденсаторах C_1 и C_2 с помощью переменных резисторов можно перекрыть диапазон с соотношением крайних частот порядка 10 : 1. Для расширения диапазона измерений предусматривают переключение конденсаторов C_1 и C_2, при 10-кратном изменении емкости которых на всех пределах можно использовать одну и ту же шкалу с десятичными множителями к ней. Например, для перекрытия диапазона 20—20 000 *гц* достаточно иметь три пары переключаемых конденсаторов, обеспечивающих пределы измерений 20—200, 200—2 000 и 2 000—20 000 *гц*.

Резисторы R_1 и R_2 трудно выполнить совершенно идентичными, вследствие чего ими не всегда удается точно уравновесить мост, тем более если учесть возможный разброс величин сопротивлений и емкостей плеч моста. Поэтому частотомер дополняется потенциометрическим резистором R_5 сопротивлением, равным 1—2% сопротивления R_4. Перемещением движка потенциометра удается добиться острого минимума без заметного влияния на градуировку шкалы частот.

При измерении частот от 300 до 5 000 *гц* в качестве индикатора нуля удобно использовать телефоны, включаемые в диагональ моста непосредственно, через трансформатор или усилитель. За пределами этого диапазона чувствительность телефонов и человеческого слуха падает, что вызывает необходимость применения чувствительных вольтметров переменного тока.

Основным недостатком мостового частотомера является сильное влияние гармоник измеряемой частоты, для которых мост остается неуравновешенным, что создает возможность грубой ошибки (промаха) при измерениях. Гармоники резко выделяются индикатором нуля даже в том случае, если коэффициент нелинейных искажений не превышает 1—2%. При использовании телефона мост следует уравновешивать по минимальной слышимости тона основной частоты, не обращая внимания на более высокие прослушиваемые тона. Если же в качестве индикатора применен вольтметр переменного тока, то при измерении частот колебаний с искаженной формой кривой ошибка измерений может оказаться недопустимо большой. Возможность подавления отдельных частот входного напряжения позволяет использовать частотомер в качестве фильтра, а также для измерения коэффициента нелинейных искажений.

Мостовые частотомеры, применяемые для градуировки низкочастотных генераторов, не обязательно должны работать в плавном диапазоне частот; достаточно, если они обеспечивают проверку градуировки для ряда опорных точек шкалы генератора. В этом случае с целью повышения точности измерений можно отказаться от приме-

нения сдвоенного блока переменных резисторов R_1, R_2 и изменение частоты баланса моста производить скачкообразно посредством переключения резисторов и конденсаторов [1]. Схема такого частотомера изображена на рис. 16-2. Сопротивления каждой пары резисторов R_1, R_2 рассчитываются по формуле

$$R_1 = R_2 = \frac{1}{2\pi F_x C_1} \qquad (16\text{-}4)$$

на одну опорную частоту из ряда частот 50, 100, 200, 400 и 800 *гц* при емкости $C_{1\text{-}1} = C_{2\text{-}1}$. При включении конденсаторов $C_{1\text{-}2}$ и $C_{2\text{-}2}$ опорная частота возрастает в 10 раз. Частота баланса моста находится как произведение суммы частот, соответствующих включенным

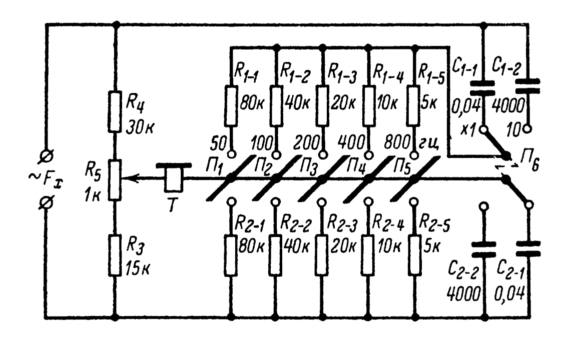


Рис. 16-2. Схема мостового частотомера для градуировки низкочастотных генераторов.

переключателям $П_1$ — $П_5$, и множителя, определяемого положением переключателя $П_6$. Минимальная частота баланса — 50 *гц*, а максимальная равна $(50 + 100 + 200 + 400 + 800) \cdot 10 = 15\,500$ *гц*.

Другой возможный вариант частотомера можно получить, если все резисторы R_1 и R_2 заменить конденсаторами, а вместо конденсаторов C_1 и C_2 использовать резисторы.

16-3. КОНДЕНСАТОРНЫЕ ЧАСТОТОМЕРЫ

Для практических целей наиболее удобны прямопоказывающие частотомеры (с непосредственным отсчетом измеряемой частоты по шкале стрелочного измерителя). Такие приборы позволяют вести непрерывные наблюдения за изменением исследуемой частоты, что необходимо, например, при проверке стабильности частоты генераторов.

Наиболее широкое применение получили прямопоказывающие конденсаторные частотомеры, действие которых основано на измерении среднего значения тока заряда или разряда образцового конденсатора, перезаряжаемого напряжением измеряемой частоты. Схема простейшего конденсаторного частотомера, выполненного на электромеханическом поляризованном реле P, пред-

[1] «Радио», 59—5—47.

ставлена на рис. 16-3. Якорь реле *Я* в зависимости от полярности приложенного к реле напряжения измеряемой частоты f_x замыкается попеременно с неподвижными контактами K_1 и K_2. При одном полупериоде переменного напряжения, когда якорь *Я* замкнут с контактом K_1, происходит заряд образцового конденсатора C до напряжения U на зажимах источника постоянного тока. При втором полупериоде переменного напряжения якорь перемагничивается и замыкается с контактом K_2; это вызывает быстрый разряд конденсатора C через малое сопротивление измерителя магнитоэлектрической системы *И*.

За один период измеряемой частоты количество электричества, сообщаемое конденсатору при заряде и отдаваемое им при разряде,

$$q = CU.$$

Но за 1 *сек* заряд и разряд конденсатора повторяются f_x раз. Поэтому среднее значение тока, показываемое измерителем,

$$I = qf_x = CUf_x. \qquad (16\text{-}5)$$

Рис. 16-3. Схема конденсаторного частотомера с электромеханическим реле.

При неизменных значениях емкости C и напряжения U ток I прямо пропорционален частоте f_x; это позволяет снабдить измеритель равномерной шкалой, проградуированной непосредственно в значениях измеряемых частот в соответствии с формулой

$$f_x = \frac{I}{CU}. \qquad (16\text{-}6)$$

Если известны ток полного отклонения измерителя $I_{\text{и}}$ и напряжение на зажимах источника U, то при заданном предельном значении измеряемой частоты $f_{\text{п}}$ конденсатор должен иметь емкость

$$C = \frac{I_{\text{и}}}{Uf_{\text{п}}}. \qquad (16\text{-}7)$$

Например, при $I_{\text{и}} = 1$ *ма* $= 0{,}001$ *а*; $U = 40$ *в* и $f_{\text{п}} = 200$ *гц* необходима емкость $C = 0{,}001/8000 = 0{,}125 \cdot 10^{-6}$ *ф* $= 0{,}125$ *мкф*.

Работа частотомера практически не изменится, если измеритель *И* включить в цепь тока заряда, а конденсатор C при разряде замыкать накоротко, так как средние значения тока заряда и разряда конденсатора равны.

Частотомеры с электромеханическими реле имеют ограниченный предел измерений (примерно от 10 до 200—300 *гц*), обусловленный инерционностью механической системы, и низкую чувствительность; они недостаточно устойчивы в работе и требуют систематических регулировок.

Более совершенными являются конденсаторные частотомеры с электронными или ионными реле [1], лучшие образцы которых позволяют измерять частоты гармонических и импульсных колебаний зву-

---

[1] «Радио», 62—3—53, 62—12—23.

кового, ультразвукового и радиочастотного диапазонов в пределах от 5—10 *гц* до 200—500 *кгц* при погрешности измерений порядка 1%.

В общем случае электронный частотомер состоит из четырех частей: широкополосного усилителя, ограничителя, электронного коммутатора и калибратора. Усиление входного напряжения измеряемой частоты f_x позволяет увеличить входное сопротивление прибора и повысить его чувствительность, что создает возможность измерения частоты при малом (порядка сотых или десятых долей вольта) входном напряжении. Ограничитель преобразует усиленное напряжение частотой f_x синусоидальной или другой формы в импульсное напряжение с постоянной амплитудой и формой, близкой к прямоугольной. Под действием этого напряжения коммутатор периодически с частотой f_x осуществляет перезаряд образцового конденсатора. Калибратор служит для проверки (с целью коррекции) градуировки прибора.

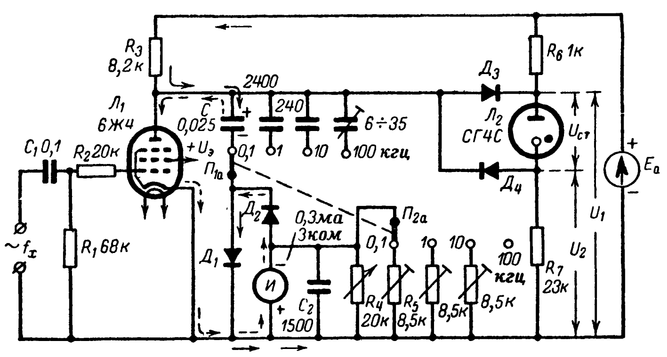


Рис. 16-4. Схема измерительного каскада лампового конденсаторного частотомера.

Функции ограничителя и коммутатора обычно совмещаются в одном измерительном каскаде. Примером может служить схема измерительного каскада частотомера Ч3-1 (ИЧ-6), приведенная в упрощенном виде на рис. 16-4. Напряжение измеряемой частоты f_x через разделительный конденсатор C_1 и ограничительный резистор R_2 воздействует на управляющую сетку коммутаторной лампы $Л_1$. При отрицательной полуволне этого напряжения лампа $Л_1$ заперта и один из калиброванных конденсаторов C заряжается через резистор R_3 и детектор $Д_1$ до напряжения U_1 (путь зарядного тока показан сплошными стрелками). В положительный полупериод лампа $Л_1$ отпирается и конденсатор C разряжается через лампу, измеритель *И* и детектор $Д_2$ до напряжения U_2 (путь разрядного тока показан пунктирными стрелками). Напряжения U_1 и U_2 на аноде лампы $Л_1$ (а следовательно, и на конденсаторе C) фиксируются соответственно детекторами $Д_3$ и $Д_4$, имеющими для тока прямого направления малое внутреннее сопротивление; при достижении напряжения U_1 или U_2 один из диодов отпирается и практически накоротко соединяет верхнюю обкладку конденсатора C с точкой соответствующего потенциала делителя напряжения R_6, $Л_2$, R_7. Так как перезаряд конденсатора

между напряжениями U_1 и U_2 происходит с частотой f_x, то среднее значение тока, протекающего через измеритель *И*,

$$I = C(U_1 - U_2) f_x = CU_{\text{ст}} f_x, \tag{16-8}$$

где $U_{\text{ст}} = U_1 - U_2$ — стабилизированное падение напряжения на лампе $Л_2$, в качестве которой используется газовый стабилитрон.

В приборе ЧЗ-1 вместо детекторов $Д_1$ и $Д_2$, $Д_3$ и $Д_4$ применены двойные ламповые диоды 6Х6С; при этом возникает необходимость компенсации начальных токов этих диодов. В современных схемах частотомеров используются полупроводниковые диоды: плоскостные — в качестве детекторов $Д_1$ и $Д_2$ и точечные — в качестве детекторов $Д_3$ и $Д_4$.

Переключением конденсаторов *C* различных номинальных емкостей получают несколько поддиапазонов частот. На высокочастотных пределах с целью точного подбора в соответствии с формулой (16-7) нужной величины емкости конденсаторы *C* берут подстроечного типа. На низкочастотных пределах, где требуются большие емкости *C*, точный подбор которых затруднен, подгонку градуировки частотомера производят подстроечными резисторами R_5, шунтирующими измеритель. На всех пределах для отсчета используется общая равномерная шкала, цена деления которой определяется предельным значением $f_п$ измеряемых частот.

В процессе прогрева прибора величина напряжения $U_{\text{ст}}$ на стабилитроне $Л_2$ несколько уменьшается. Чтобы это не приводило к возрастанию погрешности, перед началом измерений производят проверку градуировки прибора, для чего на вход коммутаторной лампы $Л_1$ подают напряжение образцовой частоты 10 *кгц* от внутреннего генератора (калибратора) частотомера. Коррекцию градуировки осуществляют переменным резистором R_4, с помощью которого на пределе 10 *кгц* добиваются отклонения стрелки измерителя *И* точно до конца шкалы. В некоторых частотомерах, диапазон измерений которых ограничен областью низких частот, для проверки градуировки используют напряжение частотой 50 *гц* питающей сети.

Частотомер дает правильные показания лишь в том случае, если за один период измеряемой частоты f_x происходит полный перезаряд конденсатора между напряжениями U_1 и U_2. Выполнение этой задачи облегчается, если коммутаторная лампа $Л_1$ обладает большой крутизной характеристики, обеспечивающей резкое запирание и отпирание лампы при изменении полярности подведенного к ее сетке переменного напряжения; тогда напряжение на аноде лампы будет иметь форму, близкую к прямоугольной, при постоянной амплитуде импульсов $U_{\text{ст}}$ и частоте следования их f_x. С повышением частоты f_x и уменьшением длительности исследуемых импульсов становится все труднее удовлетворить указанные выше условия, что ограничивает верхний предел измеряемых прибором частот и создает зависимость показаний прибора от формы кривой исследуемого напряжения.

Нормальная работа коммутаторной лампы обеспечивается лишь при достаточно большом напряжении измеряемой частоты, подводимом к ее сетке. Поэтому измерительному каскаду часто предшествует широкополосный усилитель. О достаточности величины исследуемого напряжения на входе частотомера обычно судят по неизменности показаний его измерителя при уменьшении этого напряжения (с помощью входного делителя напряжения) на 30—50%.

Если прибор предназначается для измерения очень низких частот (менее 10 *гц*), то для устранения прохождения через измеритель переменных составляющих импульсного тока детектора $Д_2$, могущих вызвать колебания (пульсации) стрелки измерителя, последний шунтируется электролитическим конденсатором C_2 большой емкости (порядка сотен микрофарад). При обычных пределах измерений конденсатор C_2 берется меньшей емкости с расчетом уменьшения сопротивления цепи детектора $Д_2$ при повышенных частотах, когда индуктивное сопротивление рамки измерителя заметно возрастает.

Конденсаторные частотомеры могут быть выполнены на полупроводниковых диодах и транзисторах[1]. Транзисторный измерительный каскад обладает более высокой чувствительностью, чем ламповый, и нормально работает при входных сигналах измеряемой частоты порядка десятых долей и единиц вольт; это позволяет в ряде случаев обойтись без входного усилителя. С целью повышения входного сопротивления первый каскад частотомера иногда собирают по схеме эмиттерного повторителя.

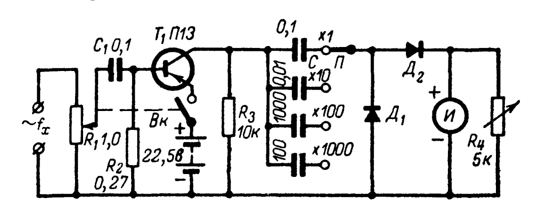


Рис. 16-5. Схема транзисторного конденсаторного частотомера.

В транзисторном измерительном каскаде при положительной полуволне подводимого к нему напряжения образцовый конденсатор полностью разряжается, так как сопротивление отпертого транзистора в отличие от электронной лампы падает практически до нуля; поэтому отпадает необходимость в стабилизации разрядного напряжения. Стабилизация зарядного напряжения может осуществляться с помощью кремниевых стабилитронов. Для контроля входного напряжения измеряемой частоты и напряжения питания используют измеритель частотомера, подключаемый через добавочные резисторы к требуемой цепи в качестве вольтметра.

На рис. 16-5 приведена схема простейшего транзисторного частотомера с четырьмя пределами измерений от 0 до 0,1—1—10—100 *кгц*, работающего при входных напряжениях от 0,5 до 10 *в*. Для предотвращения перегрузок по входному напряжению, к которым транзисторы весьма чувствительны, служит входной потенциометр R_1, который совмещен с выключателем питания прибора *Вк*.

16-4. ЭЛЕКТРОННО-СЧЕТНЫЕ (ЦИФРОВЫЕ) ЧАСТОТОМЕРЫ

Электронно-счетные частотомеры характеризуются широким частотным диапазоном (от 1 *гц* до 1—100 *Мгц*) и малой погрешностью измерений (не более 0,0005%). Они применяются в качестве образцо-

[1] «Радио», 58—2—57, 58—9—52, 62—4—63, 63—10—55, 64—10—53, 66—2—47.

вых приборов для проверки градуировки по частоте измерительных генераторов и частотомеров более низких классов точности. Их действие основано на автоматическом счете числа импульсов, поступающих на счетчик прибора за калиброванный интервал времени.

На рис. 16-6 приведена упрощенная блок-схема частотомера ЧЗ-2. Напряжение измеряемой частоты f_x в усилительно-формирующем устройстве преобразуется в прямоугольные импульсы постоянной амплитуды. Временной селектор (электронный переключатель) пропускает эти импульсы на электронный счетчик в течение выбранного интервала времени. Счетчик состоит из восьми счетных декад, каждая из которых соответствует определенному порядку частоты f_x (единицам, десяткам, сотням герц и т. д. до десятков мегагерц). Результат измерений с точностью до десятков герц отсчитывается по

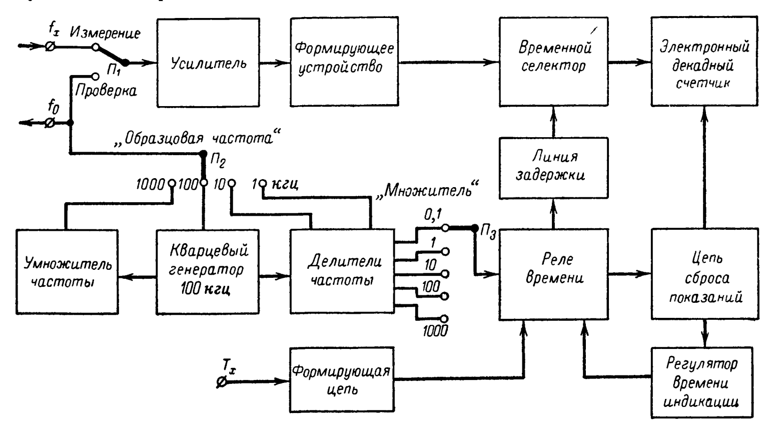


Рис. 16-6. Блок-схема электронно-счетного (цифрового) частотомера.

цифровому индикатору, образованному семью декадами индикаторных (неоновых) лампочек; отсчет единиц герц производится с помощью стрелочного измерителя. При измерении частоты от 10 до 100 *Мгц* ее предварительно преобразуют в частоту, меньшую 10 *Мгц* (например, частоту 53,426 *Мгц* в частоту 3,426 *Мгц*).

Погрешность измерений частоты в основном определяется погрешностью калибровки выбранного интервала времени счета. Исходным синхронизирующим элементом, определяющим интервалы времени счета, является высокостабильный кварцевый генератор. Создаваемые им колебания частотой 100 *кгц* $\pm$ 0,0002% (с периодом 10 *мксек*) при помощи группы последовательно включенных делителей частоты преобразуются в колебания с перисдами 0,001; 0,01; 0,1; 1 и 10 *сек*.

Колебания выбранного (с помощью переключателя $П_3$) периода длительности (обратная периоду величина является множителем к показаниям счетчика) поступают в реле времени, которое формирует импульс той же длительности строго прямоугольной формы. Этот импульс вызывает сброс предыдущих показаний счетчика, а затем (с задержкой 4 *мксек*) поступает на селектор и открывает его на задан-

ное время для пропускания импульсов измеряемой частоты f_x к счетчику. После запирания селектора число пропущенных им импульсов (результат измерений) фиксируется индикатором счетчика.

Цепь управления селектором может запускаться вручную (нажатием кнопки); в этом случае на селектор воздействует лишь одиночный импульс реле времени и счетчик выдает разовый результат измерений с неограниченным временем индикации его. В режиме автоматического измерения частоты импульсы реле времени периодически повторяются и результаты измерений выдаются через выбранные интервалы времени (от 2 до 15 *сек*).

Частотомер может служить источником ряда образцовых частот f_0, равных и кратных частоте кварцевого генератора и получаемых с помощью умножителя и делителей частоты; их выбор производится переключателем $П_2$. Колебания образцовых частот, поданные переключателем $П_1$ на вход прибора, могут быть использованы для проверки правильности показаний счетчика.

Частотомер позволяет производить измерение периода T_x или среднего из десяти периодов исследуемых колебаний путем подсчета числа импульсов образцовой частоты за время T_x; для этого исследуемые колебания через формирующую цепь воздействуют на реле времени и последнее открывает селектор на время T_x для пропускания к счетчику импульсов одной из образцовых частот.

Частотомер может быть также применен для суммирования частот нескольких колебаний и измерения в широких пределах отношения частот или периодов колебаний.

16-5. ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ МЕТОДАМИ БИЕНИЙ

Измеряемая частота f_x может быть определена сравнением ее с известной образцовой частотой f_0. Такое сравнение производят акустически (на слух), методом нулевых биений или с помощью электронного осциллографа.

Наиболее удобным источником образцовых частот является измерительный генератор с плавной настройкой, частоту которого f_0 можно установить равной измеряемой частоте f_x. Если частоты f_0 и f_x являются звуковыми, то об их равенстве можно судить путем поочередного прослушивания тонов создаваемых ими колебаний при помощи телефонов или громкоговорителя. При этом точность измерений, зависящая от индивидуальных особенностей слуха, может оказаться весьма низкой.

Погрешность измерений можно уменьшить практически до погрешности градуировки измерительного генератора, если одновременно подать на телефоны электрические колебания обеих сравниваемых частот в соответствии со схемой на рис. 16-7, *а*. Если частоты f_0 и f_x близки друг к другу, то при сложении соответствующих им колебаний возникают акустические биения, которые проявляются в периодическом нарастании и спадании интенсивности прослушиваемого в телефонах тона. Частота биений F равна разности сравниваемых частот, т. е.

$$F = |f_0 - f_x|; \qquad (16\text{-}9)$$

она может быть определена посредством слухового подсчета числа нарастаний или спаданий интенсивности тона за определенный промежуток времени. Для того чтобы биения проявлялись достаточно

резко, амплитуды колебаний частот f_0 и f_x нужно брать примерно одинаковыми; это следует из рассмотрения рис. 16-7, *б*, где средняя кривая колебаний, пульсирующих с частотой F, представляет собой результат сложения верхней и нижней кривых колебаний, соответствующих частотам f_0 и f_x.

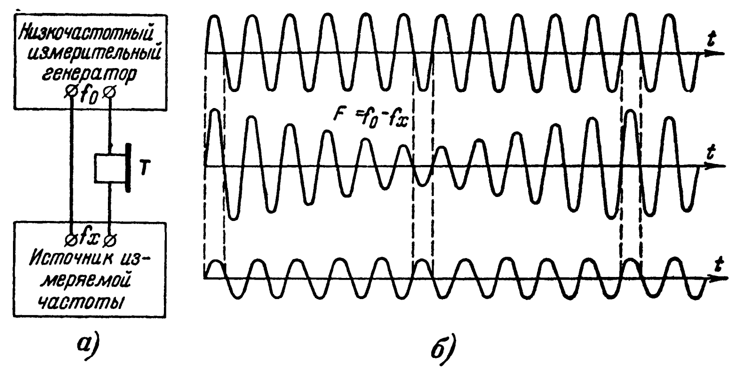


Рис. 16-7. Блок-схема измерения низких частот способом акустических биений и графики колебаний частот f_0, и f_x и суммарного колебания.

Изменением настройки генератора частоту f_0 приближают к частоте f_x, что обнаруживается по увеличению периода биений. При совпадении частот биения пропадают и в телефонах прослушивается однообразный тон; при этом измеряемую частоту f_x отсчитывают по шкале генератора.

Вместо телефонов в качестве индикатора биений можно применить вольтметр выпрямительной или электронной системы; это особенно целесообразно при измерении частот выше 5 *кгц*, тон которых в телефонах прослушивается недостаточно четко.

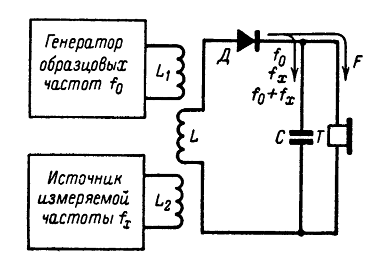


Рис. 16-8. Принцип измерения высоких частот методом нулевых биений.

На высоких частотах сравнение частот f_0 и f_x чаще всего проводится методом нулевых биений. На рис. 16-8 представлена простейшая схема измерений[1]. На вход кристаллического или лампового детектора *Д* через катушки связи L_1 и L_2 подаются одновременно колебания двух высоких частот f_0 и f_x. В результате детектирования суммарного колебания в цепи детектора возникает пульсирующий ток, содержащий составляющие основных частот f_0 и f_x, а также составляющих гармоник и комбинационных частот, в частности частот f_0+f_x и $|f_0-f_x|$. Если частоты f_0 и f_x близки друг к другу, то разностная частота биений $F =$

[1] «Радио», 56—5—58, 65—8—34.

$= |f_0 - f_x|$ может оказаться в пределах звуковых частот и тон этой частоты будет услышан в телефонах T, зашунтированных от токов высоких частот конденсатором C.

Если изменять одну из частот, например f_0, приближая ее к другой частоте f_x, тон в телефонах будет понижаться и при равенстве этих частот будут иметь место нулевые биения, обнаруживаемые по пропаданию звука в телефонах. Таким образом, измерение частоты сводится к определению частоты образцового генератора, при которой наступают нулевые биения.

Из графика зависимости частоты биений от настройки образцового генератора (рис. 16-9, *а*) видно, что при отходе от точки нулевых биений разностная частота F возрастает как при увеличении, так и при уменьшении частоты генератора f_0.

Метод нулевых биений позволяет производить измерение частоты с очень большой точностью, определяемой в основном точностью градуировки и отсчета частоты образцового генератора. Однако при очень точных измерениях приходится учитывать возможную ошибку

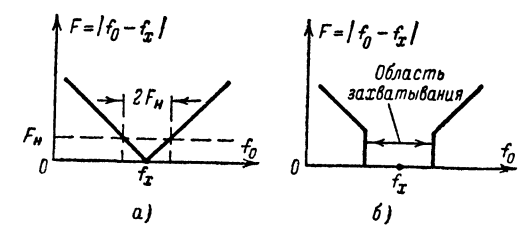


Рис. 16-9. Графики зависимости частоты биений от настройки образцового генератора.

в несколько десятков герц, обусловленную тем, что наше ухо не воспринимает тона звуковых частот ниже некоторой частоты $F_н$; значение этой частоты у различных людей лежит между 10 и 30 *гц*. Для исключения этой ошибки последовательно с телефонами T можно включить измеритель магнитоэлектрической системы, стрелка которого при очень низкой разностной частоте F будет колебаться с этой частотой. При подходе к нулевым биениям колебания стрелки замедляются и их легко сосчитать за определенный промежуток времени.

Необходимо, чтобы связь между образцовым генератором и источником измеряемой частоты не была сильной во избежание возникновения явления «захватывания» и связанного с ним возрастания погрешности измерений. Сущность этого явления заключается в том, что при сильной связи между двумя генераторами, разность частот настроек которых невелика, один из генераторов может навязать свою частоту другому и оба генератора будут создавать колебания одинаковой частоты. В этом случае частота биений F будет изменяться в соответствии с графиком (рис. 16-9, *б*), т. е. во всей области «захватывания» она оказывается равной нулю, и звук в телефонах отсутствует.

На принципе измерения высоких частот методом нулевых биений основано действие кварцевых калибраторов и гетеродинных частотомеров.

16-6. ОСЦИЛЛОГРАФИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ

Измерение частоты производят по блок-схеме на рис. 16-10. Напряжения измеряемой частоты F_x и известной частоты $F_0 = F_y$ от образцового генератора подводят непосредственно или через усилители к различным парам отклоняющих пластин трубки. Если частоты F_x и F_y относятся друг к другу, как целые числа, например как 1 : 1, 1 : 2 или 2 : 1, 2 : 3, или 3 : 2 и т. , то перемещение электронного луча приобретает периодический характер и на экране наблюдается неподвижная фигура, называемая фигурой Лиссажу. Форма этой фигуры зависит от соотношения амплитуд, частот и начальных фаз сравниваемых колебаний.

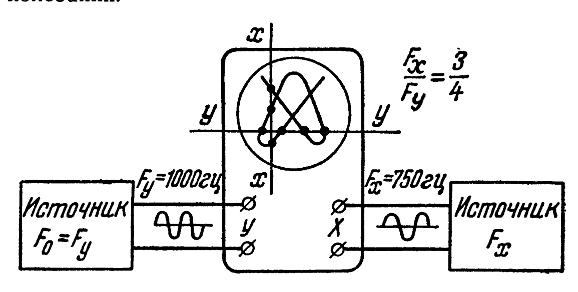


Рис. 16-10. Схема измерения частоты при помощи осциллографа.

На рис. 16-11 показано построение фигуры Лиссажу для частного случая сравнения двух синусоидальных колебаний одинаковой частоты, имеющих равные амплитуды, но различные начальные фазы. Эта фигура имеет форму эллипса, который при сдвигах фазы между сравниваемыми колебаниями 0 и 180° сжимается в прямую наклонную линию, а при сдвигах фаз 90 и 270° превращается в круг. Если амплитуды напряжений частот F_x и F_y не равны, то в последнем случае вместо круга на экране будет наблюдаться эллипс с осями, параллельными отклоняющим пластинам.

Если к одной паре отклоняющих пластин подведено напряжение с частотой, превышающей в 2 раза частоту напряжения, приложенного к другой паре пластин, то фигура на экране принимает вид восьмерки, которая при определенном начальном сдвиге фаз сжимается в дугу. Из таблицы, приведенной на рис. 16-12, видно, что чем больше числа дроби, соответствующие отношению частот $F_x : F_y$, тем сложнее фигура, наблюдаемая на экране.

При измерении частоту образцового генератора $F_0 = F_y$ изменяют до тех пор, пока на экране не возникнет одна из фигур Лиссажу возможно более простой формы. Эту фигуру мысленно пересекают линиями *xx* и *yy*, параллельными отклоняющим пластинам X_1, X_2 и Y_1, Y_2, и подсчитывают число пересечений каждой из линий с фигурой. Отношение полученных чисел точно равно отношению частот $F_x : F_y$ при условии, что проведенные линии не проходят через узловые точки фигуры или касательно к ней, а форма сравниваемых ко-

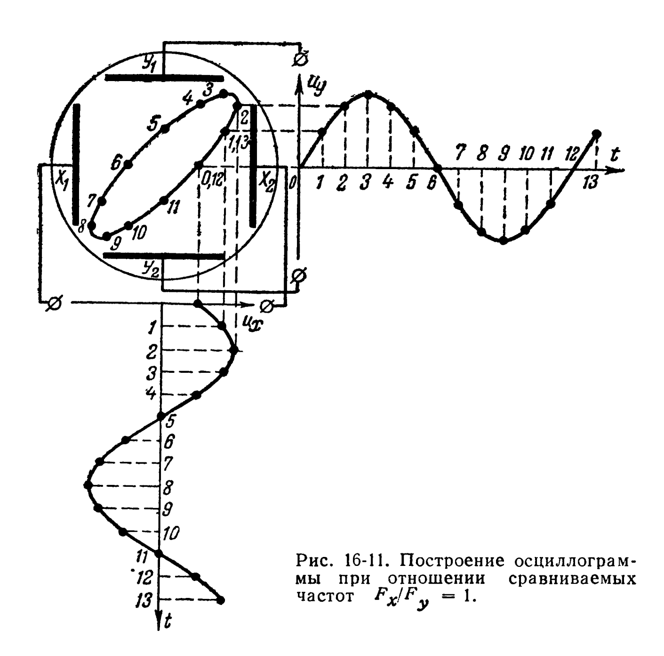


Рис. 16-11. Построение осциллограммы при отношении сравниваемых частот $F_x/F_y = 1$.

$\frac{F_x}{F_y}$	Угол сдвига фаз φ				
	0	45°	90°	135°	180°
1:1					
1:2					
1:3					
2:3					

Рис. 16-12. Фигуры, наблюдаемые на экране при одинаковых амплитудах, но различных отношениях частот F_x/F_y сравниваемых колебаний.

лебаний близка к синусоидальной. Определив отношение $F_x : F_y$ и зная частоту F_y, легко найти вторую частоту.

Предположим, что при известной частоте $F_0 = F_y = 1\,000$ *гц* на экране получена фигура, изображенная на рис. 16-10. Из приведенного на чертеже построения видно, что эта фигура соответствует отношению частот $F_x : F_y = 3 : 4$, откуда $F_x = 750$ *гц*.

При отношении сравниваемых частот, большем 10 : 1, фигура на экране настолько усложняется, что анализ ее становится практически невозможным. Возникающие при этом трудности усугубляются тем, что вследствие некоторой нестабильности сравниваемых частот установленное между ними целочисленное отношение постепенно нарушается, что приводит к непрерывному изменению формы наблюдаемой фигуры. На высоких частотах даже весьма малая нестабильность частоты вызывает такие изменения фигуры, которые делают невозможным измерение частоты. Поэтому рассмотренный метод измерения применяется на частотах не выше 1 *Мгц*.

Существуют различные способы, позволяющие использовать осциллограф как индикатор при большом отношении сравниваемых частот $F_x : F_y$, а также при измерении высоких частот [1]. Простейший способ измерения высоких частот основан на использовании осциллографа в качестве чувствительного индикатора нулевых биений. Для этого собирается схема, отличающаяся от приведенной на рис. 16-8 лишь тем, что вместо телефонов в нее включается резистор нагрузки сопротивлением 50—200 *ком*, напряжение с которого подводится к вертикальному входу осциллографа. В результате детектирования детектором *Д* биений частот f_x и f_0 на резисторе нагрузки выделяется напряжение разностной частоты биений $F = |f_0 - f_x|$, форма которого просматривается на экране осциллографа. При приближении к нулевым биениям период этого напряжения будет увеличиваться и при $f_x = f_0$ на экране наблюдается лишь горизонтальная линия развертки. Если измерения проводятся при выключенной развертке, то наблюдаемая на экране вертикальная линия при $f_x = f_0$ превратится в точку. Достоинством способа является то, что измеряемые частоты могут лежать вне пределов полосы пропускания усилителей осциллографа.

16-7. КВАРЦЕВЫЕ КАЛИБРАТОРЫ

Из приборов повышенной точности, применяемых для измерения высоких частот, наиболее простыми и доступными для самостоятельного изготовления являются кварцевые калибраторы [2]. Они позволяют проверять градуировку радиопередающих и радиоприемных устройств в ряде опорных точек их шкал, соответствующих строго определенным частотам.

Блок-схема типового кварцевого калибратора приведена на рис. 16-13. Основной частью прибора является генератор с кварцевой стабилизацией, работающий в таком режиме, что возбуждаемые им колебания имеют форму, резко отличную от синусоидальной, и потому содержат, кроме колебаний основной частоты f_0, большое число гармоник, частоты которых равны $2f_0$, $3f_0$, $4f_0$ и т. д., а амплитуды по-

[1] «Радио», 59—2—55, 59—4—57, 60—12—44, 65—8—39.
[2] «Радио», 53—4—30, 53—10—42, 57—12—57, 62—3—56, 65—4—55, 66—5—23.

степенно убывают с повышением частоты. Обычно удается использовать для измерений несколько десятков гармоник, которые имеют такую же высокую стабильность, как частота f_0, стабилизированная кварцем.

Колебания от генератора подводятся к детекторному каскаду, нагруженному на телефоны *Т*. Кроме того, выход генератора и вход детекторного каскада соединены с зажимом связи *А*, который вместе с присоединяемым к нему небольшим проводником играет роль передающей или приемной антенны в зависимости от характера использования прибора.

При проверке градуировки передатчика (высокочастотного генератора) колебания последнего, наводимые в проводнике, подключенном к зажиму *А*, воздействуют на детекторный каскад одновременно с колебаниями кварцевого генератора. Передатчик последовательно настраивают на частоты ряда гармоник генератора по нулевым биениям в телефонах *Т* и тем самым определяют соответствующие им опорные точки шкалы передатчика.

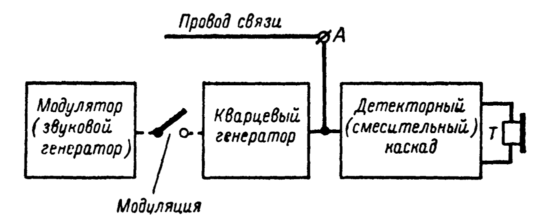


Рис. 16-13. Блок-схема кварцевого калибратора.

Разность частот соседних опорных точек равна основной частоте генератора f_0. Желательно, чтобы эта разность была возможно меньшей; тогда опорные точки будут располагаться гуще и общая точность градуировки повысится. Однако брать частоту f_0 ниже 10 *кгц* нельзя из-за опасности возникновения хорошо слышимых биений исследуемых колебаний одновременно с двумя соседними гармониками генератора, что затруднит распознавание номеров гармоник и настройку на нулевые биения. Для более широкого охвата основных радиовещательных диапазонов частоту f_0 обычно берут порядка 100 *кгц*, что обеспечивает проверку градуировки примерно до частоты 10 *Мгц* ($\lambda = 30$ *м*).

При проверке градуировки радиоприемников калибратор используют как источник колебаний ряда образцовых частот, излучаемых через провод связи. Приемник последовательно настраивают на различные гармоники кварцевого генератора и определяют соответствующие им опорные точки шкалы. Если приемник работает в телеграфном режиме, то его настройку на гармонику генератора устанавливают по нулевым биениям с частотой второго гетеродина, прослушиваемым в телефонах, подключенных к выходу приемника. Проверку градуировки приемников прямого усиления производят при обратной связи, доведенной до генерации. Для проверки градуировки приемников, работающих только в телефонном режиме, например радиовещательных, колебания генератора должны быть промодулированы звуковой частотой; при этом настройку приемника

на гармонику кварцевого генератора производят по наибольшей громкости тона, воспроизводимого громкоговорителем приемника, или значительно точнее по максимальным показаниям вольтметра, подключаемого к выходу приемника. Для модуляции колебаний генератора в схему прибора иногда включают модулятор, представляющий собой генератор фиксированной частоты 400 или 1 000 *гц*. При отсутствии модулятора модуляцию можно осуществить частотой 50 *гц* посредством питания анодных цепей ламп калибратора от сети переменного тока.

Погрешность измерения частоты при помощи кварцевых калибраторов в основном определяется погрешностью подгонки кварца под номинальную частоту и при отсутствии специальных мер стабилизации может достигать 0,01%. Основным недостатком приборов является многозначность результатов измерения, так как нулевые биения позволяют установить лишь факт равенства измеряемой частоты одной из гармоник генератора без определения номера этой гармоники. Во избежание ошибки в установлении номера гармоники, соответствующей нулевым биениям, исследуемое устройство должно иметь хотя бы приближенную шкалу частот, предварительно проградуированную с помощью прибора с однозначным отсчетом частоты — резонансного частотомера, измерительного генератора и т. п.

Для расширения диапазона измерений в сторону более коротких волн и облегчения определения номера гармоники обычно предусматривают возможность работы генератора на двух стабилизированных кварцами и находящихся в 10-кратном отношении основных частотах, равных, например 100 и 1 000 *кгц*. Каждой из этих частот соответствует своя сетка опорных точек. Принцип использования обеих основных частот можно уяснить из следующего примера. Предположим, что проверяется градуировка передатчика на частоте 7 300 *кгц*. Тогда калибратор первоначально включают на основную частоту 1 000 *кгц*. Передатчик настраивают по нулевым биениям на ближайшую к искомой частоту, кратную 1 000 *кгц*, т. е. на частоту 7 000 *кгц* На этой частоте возможность ошибки практически исключена, так как опорные точки расположены редко, через 1 000 *кгц*. Затем калибратор переключают на основную частоту 100 *кгц*; при точной подгонке кварцев нулевые биения должны сохраниться. Настройку передатчика плавно изменяют по направлению к искомой частоте и отмечают последовательно точки шкалы, соответствующие нулевым биениям на частотах 7 100, 7 200 и 7 300 *кгц*. Аналогично производится проверка градуировки коротковолновых диапазонов приемников.

В качестве примера на рис. 16-14 приведена схема кварцевого калибратора типа Ч5-1 (КК-6). В генераторе прибора применены два кварца на основные частоты колебаний 1 250 и 125 *кгц*, включенные между управляющей сеткой и катодом генераторной лампы $Л_1$. Нагрузкой служит катушка индуктивности L_2 или L_3 в зависимости от установки переключателя основных частот *П*. Обратная связь между цепями анода и сетки осуществляется через межэлектродную емкость лампы анод — сетка; на частоте 125 *кгц* в цепь сетки через катушку L_1, индуктивно связанную с катушкой L_2, вводится дополнительное возбуждающее напряжение. Детекторный каскад на лампе $Л_2$ работает в режиме сеточного детектирования; его нагрузкой служат высокоомные телефоны, включаемые в гнезда *Т*.

При испытании приемника звуковые биения на его выходе могут возникнуть вследствие приема колебаний несущей частоты какой-

либо близкой передающей радиостанции независимо от сигналов калибратора. Для проверки настройки приемника служит кнопка *Контроль*, при нажатии которой разрывается цепь анодного питания калибратора. Если приемник настроен на колебания калибратора, то нажатие кнопки приведет к исчезновению биений.

Кварцевый калибратор КК-6 обеспечивает проверку градуировки передатчиков мощностью не менее 2—3 *вт* и приемников чувствительностью не хуже 10 *мкв* в диапазоне частот от 125 *кгц* до 25 *Мгц* и

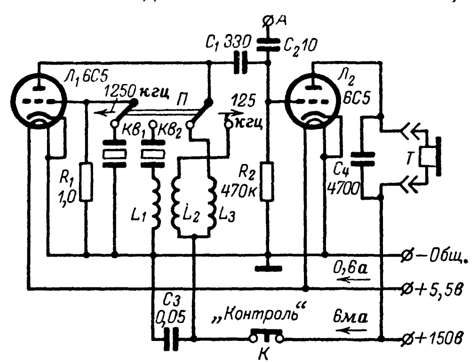


Рис. 16-14. Схема кварцевого калибратора типа Ч5-1 (КК-6).

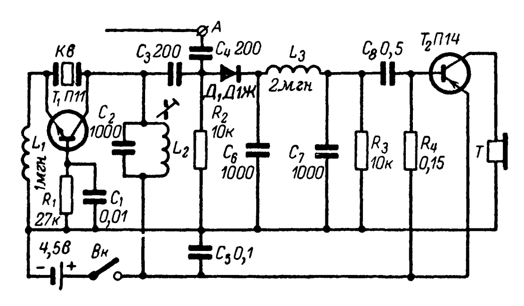


Рис. 16-15. Схема кварцевого калибратора на транзисторах.

выше путем использования не менее 80 гармоник основной частоты 125 *кгц* и 20 гармоник частоты 1 250 *кгц*. Основная погрешность измерений не превышает 0,01%. Недостатком прибора является отсутствие в нем модулятора.

На рис. 16-15 помещена схема транзисторного кварцевого калибратора. Генератор на транзисторе T_1 создает колебания с основной частотой 100 *кгц*, задаваемой кварцем *Кв*. Контур в цепи коллектора подстраивается на частоту кварца магнитодиэлектрическим сердечником катушки L_2. Подбором сопротивления резистора R_1 создается режим работы, обеспечивающий получение большого числа гармоник. Детектирование биений осуществляется диодом $Д_1$. Фильтр C_6, L_3,

C_7 служит для фильтрации высокочастотных составляющих тока на выходе детектора. Составляющие тока частоты биений усиливаются транзистором T_2.

16-8. ГЕТЕРОДИННЫЕ ЧАСТОТОМЕРЫ

Гетеродинные частотомеры предназначены для проверки градуировки радиоаппаратуры в плавном диапазоне высоких частот. Простейший гетеродинный частотомер отличается от кварцевого калибратора, выполненного по блок-схеме на рис. 16-13, лишь тем, что вместо кварцевого генератора в нем используется гетеродин, т. е. маломощный генератор с плавно регулируемой частотой. Наличие детектора позволяет использовать гетеродин не только для градуировки радиоприемников, но и для измерения способом нулевых биений частоты радиопередатчиков и других генераторов. В качестве индикаторов нулевых биений в частотомерах используются телефоны, электронносветовые индикаторы, электронные вольтметры и пр. При необходимости градуировки телефонных приемников частотомер дополняется модулятором.

Точность измерений, обеспечиваемая частотомером, в основном определяется стабильностью частоты гетеродина и погрешностью ее градуировки и отсчета. При правильно выбранной схеме гетеродина повышение стабильности частоты достигается применением деталей с малым температурным коэффициентом, стабилизацией напряжений питания, длительным прогревом под током перед измерениями, а иногда и включением буферного каскада между гетеродином и выходными цепями. Для повышения плавности регулировки и точности отсчета частоты управление конденсатором настройки гетеродина обычно осуществляют через верньерный механизм с большим замедлением (до 100—300 раз). Градуировку гетеродина наносят непосредственно на шкалу его переменного конденсатора лишь в самых простых конструкциях; в большинстве приборов шкала выполняется равномерной с очень большим числом делений (порядка нескольких сотен или даже тысяч), а отсчет по ней переводится в частоту при помощи таблиц или графиков.

С целью уменьшения числа частотных поддиапазонов и повышения стабильности частоты гетеродины частотомеров обычно работают в узком диапазоне сравнительно низких частот, а для целей измерений используются как основные частоты генерируемых колебаний, так и ряд их гармоник; возникновение последних обеспечивается подбором режима работы гетеродина или буферного усилителя. Например, в частотомерах типа 526 и 528 с диапазоном измерений от 125 *кгц* до 20 *Мгц* гетеродин имеет два плавных поддиапазона основных частот: 125—250 *кгц* и 2—4 *Мгц*. На первом поддиапазоне при использовании первой, второй, четвертой и восьмой гармоник удается плавно перекрыть полосу частот 125—2 000 *кгц*; на втором поддиапазоне при использовании первой, второй, четвертой и частично пятой гармоник перекрывается полоса частот 2—20 *Мгц*. При использовании гармоник измеряемой частоты f_x, возникающих при детектировании биений, можно расширить диапазон частотомера и в сторону частот ниже 125 *кгц*. Таким образом, каждому положению ручки настройки гетеродина соответствуют три или четыре используемые частоты $f_г$, значения которых заносятся в градуировочную таблицу. Например,

измерение частот 175, 350, 700 и 1 400 *кгц* производится при одной и той же настройке гетеродина на основную частоту 175 *кгц*.

Многозначность градуировки гетеродина создает возможность ошибки в определении гармоники, с которой колебания измеряемой частоты f_x создают биения. Поэтому, приступая к измерениям, необходимо знать хотя бы приближенное значение частоты f_x. Последнюю можно определить и расчетным путем при помощи самого гетеродинного частотомера.

Предположим, что при изменении настройки гетеродина мы получили нулевые биения с измеряемой частотой f_x при двух соседних значениях основных частот f_1 и f_2 одного и того же поддиапазона гетеродина. Очевидно, что частота f_x является одновременно гармоникой обеих этих частот, т. е.

$$f_x = nf_1 = (n+1) f_2, \qquad (16\text{-}10)$$

где n — номер гармоники для основной частоты f_1; а $(n+1)$ — номер гармоники для соседней основной частоты f_2 (при $f_2 < f_1$).

Решая равенство (16-10) относительно n, находим:

$$n = \frac{f_2}{f_1 - f_2}.$$

Следовательно, измеряемая частота

$$f_x = nf_1 = \frac{f_1 f_2}{f_1 - f_2}. \qquad (16\text{-}11)$$

Например, если нулевые биения получены при основных частотах $f_1 \approx 1\,650$ *кгц* и $f_2 \approx 1\,500$ *кгц*, то приближенно

$$f_x \approx \frac{1\,650 \cdot 1\,500}{1\,650 - 1\,500} = 16\,500 \text{ кгц}.$$

При измерении частоты следует остерегаться грубой ошибки, обусловленной возможностью возникновения биений между колебаниями гетеродина и гармониками измеряемой частоты. Для ослабления этих биений измерения нужно производить при слабой связи между частотомером и исследуемым генератором. Погрешность измерений возрастает и при воздействии на прибор модулированных колебаний, представляющих собой совокупность колебаний некоторого спектра высоких частот; в этом случае биения с основной (несущей) частотой будут прослушиваться на шумовом фоне биений с боковыми частотами.

Практические схемы гетеродинных частотомеров весьма разнообразны[1]. На рис. 16-16 изображена схема простейшего однолампового частотомера с батарейным питанием. Частотомер представляет собой двухдиапазонный высокочастотный гетеродин на лампе 1А1П. Первые две сетки лампы используются в схеме звукового генератора, частотой которого (обычно порядка 1 000 *гц*) модулируются высокочастотные колебания при испытании телефонных приемников. Требуемая частота и глубина модуляции обеспечиваются подбором трансформатора *Тр* и конденсатора *С*. Переключатель *П* позволяет вы-

[1] «Радио», 52—1—55, 62—3—55.

ключить модуляцию при градуировке телеграфных приемников или измерении частоты передатчиков. По отношению к колебаниям передатчика, подводимым через зажим связи *А* к третьей сетке, лампа работает в режиме сеточного детектирования. В результате наложения колебаний передатчика на собственные колебания гетеродина возникают биения, которые детектируются лампой. Тон биений прослушивается в телефонах, включенных в анодной цепи.

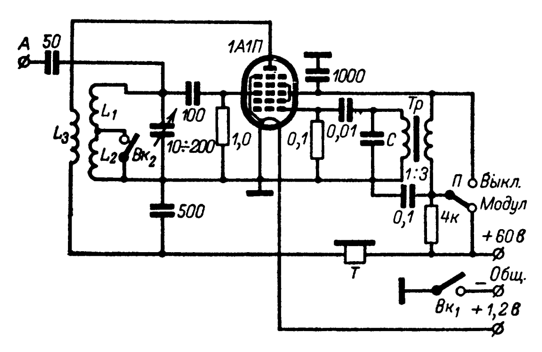


Рис. 16-16. Схема одноламнового гетеродинного частотомера.

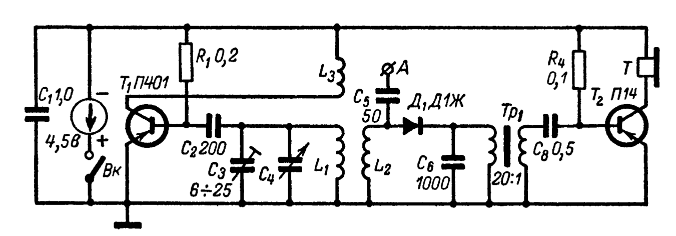


Рис. 16-17. Схема транзисторного гетеродинного частотомера.

На рис. 16-17 приведена схема гетеродинного частотомера на транзисторах, который при диапазоне гетеродина 0,5—1 *Мгц* позволяет измерять частоты от 50 *кгц* до 30 *Мгц*. Для повышения чувствительности прибора после детектора $Д_1$ следует усилитель низкой частоты на транзисторе $Т_2$. Подстроечный конденсатор $С_3$ служит для коррекции градуировки гетеродина, которую желательно осуществлять перед началом измерений при подаче на вход *А* частотомера напряжения образцовой частоты от внешнего высокостабильного генератора.

Гетеродинные частотомеры рассмотренных типов обеспечивают измерение высоких частот с погрешностью порядка 1%, что во многих случаях является недостаточным. Резкое снижение погрешности измерений до 0,01% и менее достигается при дополнении частотомера кварцевым генератором, с помощью которого перед началом измерений производятся проверка и коррекция градуировки гетеродина в ряде опорных точек его шкалы.

Развернутая блок-схема гетеродинного частотомера повышенной точности приведена на рис. 16-18. Гетеродин прибора имеет два поддиапазона, подгонка которых осуществляется подстроечными конденсаторами C_3 и C_4, включенными параллельно контурным катушкам. Частота основных колебаний задается конденсатором переменной скорости C_1. Для регулировки уровня входного (выходного) сигнала служит аттенюатор *Ат*, который в простейшем случае представляет собой потенциометр. Кварцевый генератор создает богатые гармониками колебания, основная частота которых, стабилизированная кварцем, часто берется равной 1 *Мгц*.

Выбор рода работы прибора производится без нарушения межкаскадных связей посредством включения или выключения анодного питания отдельных элементов. При установке переключателя $П_2$ в

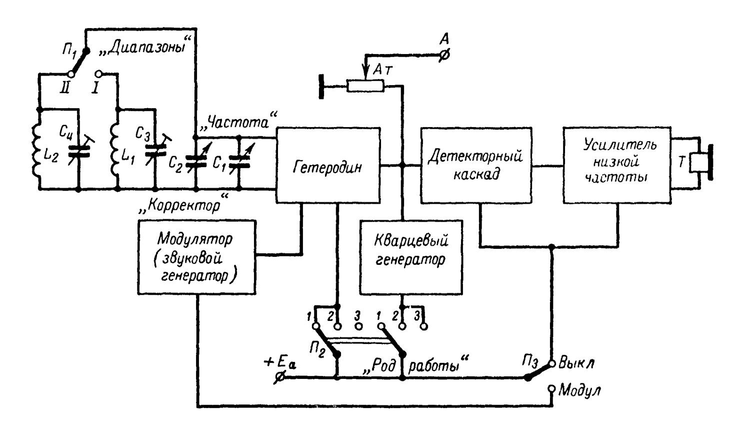


Рис. 16-18. Развернутая блок-схема гетеродинного частотомера повышенной точности.

положение *3* (*Кварц*) гетеродин выключен, а кварцевый генератор включен; при этом частотомер можно использовать как кварцевый калибратор для частотных измерений на гармониках генератора. В положении переключателя *1* (*Гетеродин*), наоборот, кварцевый генератор выключен, а гетеродин включен. Это нормальный режим работы частотомера.

Проверка градуировки гетеродина производится при установке переключателя $П_2$ в положение *2* (*Проверка*), когда одновременно включены и гетеродин, и генератор, колебания которых подводятся к детектору. При определенном соотношении частот или гармоник этих колебаний возникают звуковые биения, частота которых определяется формулой

$$F = | mf_г - nf_к |, \qquad (16\text{-}12)$$

где $f_г$ и $f_к$ — основные частоты соответственно гетеродина и генератора, а m и n — целые числа, соответствующие номерам взаимодействующих гармоник.

Частота биений оказывается равной нулю ($F = 0$) для ряда частот диапазона гетеродина, удовлетворяющих условию

$$f_{\text{г}} = \frac{n}{m} f_{\text{к}}. \qquad (16\text{-}13)$$

Эти частоты называются опорными и специально отмечаются в таблицах градуировки.

Найдем для примера опорные частоты диапазона гетеродина 2 000—4 000 *кгц*, если основная частота кварцевого генератора $f_{\text{к}} = 1\,000$ *кгц*. В этом случае получаем опорные частоты:

при $m = 1$ и $n = 1, 2, 3$ и 4 — 1 000, 2 000, 3 000 и 4 000 *кгц*;

при $m = 2$ и $n = 5$ и 7 — 2 500 и 3 500 *кгц*;

при $m = 3$ и $n = 7, 8, 10$ и 11 — 2 333, 2 667, 3 333 и 3 667 *кгц* и т. д.

Следует учитывать, что с увеличением номеров взаимодействующих гармоник амплитуда биений уменьшается.

Если градуировка гетеродина нарушена, то при установке его на одну из опорных частот и включении кварцевого генератора вместо нулевых биений создаются колебания звуковой частоты, которые после усиления прослушиваются в телефонах. Для коррекции градуировки служит переменный конденсатор C_2 небольшой емкости, включенный параллельно основному конденсатору настройки C_1; при его помощи перед началом измерений устанавливают нулевые биения в ближайшей к измеряемой частоте опорной точке.

Порядок использования кварцевого генератора рассмотрим на следующем примере. Предположим, что нужно проверить градуировку передатчика на частоте 10 700 *кгц*. Обращаясь к градуировочной таблице частотомера, находим, что этой частоте соответствует основная частота 10 700/4 = 2 675 *кгц*. По таблице или шкале опорных точек определяем, что ближайшая опорная частота достаточной амплитуды равна 2 667 *кгц*. Тогда по шкале конденсатора C_1 устанавливаем частоту 2 667 *кгц* и, поставив переключатель $П_2$ в положение *Проверка*, корректором C_2 добиваемся нулевых биений. Затем переключатель ставим в положение *Гетеродин* и, установив частоту гетеродина 2 675 *кгц*, на этой частоте градуируем передатчик.

При коррекции градуировки, а также при измерении частоты передатчиков модулятор должен быть выключен; при испытании же приемников не используется низкочастотная часть прибора. Для выключения неиспользуемых элементов частотомера служит переключатель $П_3$.

16-9. МУЛЬТИВИБРАТОРЫ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ В ИЗМЕРИТЕЛЯХ ЧАСТОТЫ

В кварцевых калибраторах и гетеродинных частотомерах высокая точность измерений достигается путем сопоставления измеряемой частоты с образцовой, получаемой от высокостабильного кварцевого генератора. При этом область измерений ограничивается основной частотой генератора f_0 и несколькими десятками ее гармоник, что не всегда обеспечивает точную проверку градуировки радиоаппаратуры во всем рабочем диапазоне частот. Для расширения сети градуировочных опорных частот кварцевые генераторы часто применяют совместно с мультивибраторами; работающими в режиме умножения или деления частоты.

Мультивибратор, схема которого приведена на рис. 16-19, представляет собой двухкаскадный усилитель на резисторах, работающий в режиме самовозбуждения. Этот режим создается емкостной обратной связью между выходом усилителя и входом первого каскада, осуществляемой через конденсатор C_1. В практических конструкциях мультивибраторов обычно применяют двойные триоды.

Колебания, возбуждаемые мультивибратором, снимаются с одного или обоих анодов его ламп и имеют форму, близкую к прямоугольной. Такие колебания характеризуются наличием большого числа гармоник, имеющих сравнительно большую амплитуду. Длительность полупериодов этих колебаний в основном определяется постоянными времени $\tau_1 = R_1C_1$ и $\tau_2 = R_2C_2$ его разрядных цепочек; она также зависит от параметров ламп и режима их работы.

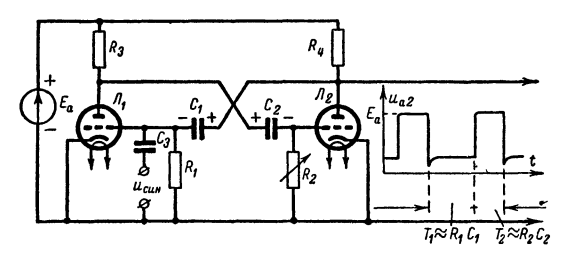


Рис. 16-19. Принципиальная схема мультивибратора.

Если τ_1 и τ_2 различны, то колебания мультивибратора имеют несимметричный характер и их основную частоту можно приближенно подсчитать по формуле

$$f_{\text{м}} \approx \frac{1}{R_1C_1 + R_2C_2}. \tag{16-14}$$

Для симметричного мультивибратора, у которого $R_1 = R_2 = R$, а $C_1 = C_2 = C$, основная частота

$$f_{\text{м}} \approx \frac{1}{2RC}. \tag{16-15}$$

Частота колебаний мультивибратора недостаточно стабильна; она сильно зависит от питающих напряжений. Поэтому в измерительной технике мультивибраторы применяются преимущественно в качестве умножителей или делителей частоты колебаний кварцевых генераторов, форма которых может иметь синусоидальный или отличный от него, например импульсный, характер. Управление частотой колебаний мультивибратора осуществляется воздействием на него синхронизирующего напряжения, подводимого с выхода кварцевого генератора.

Синхронизирующее напряжение $u_{\text{син}}$ может вводиться в схему мультивибратора различными способами, например в разрыв цепи анодного питания или катода одной или обеих ламп. В простейшем случае напряжение синхронизации синусоидальной формы подается на сетку одной из ламп, например $Л_1$ (рис. 16-19).

При работе в *режиме умножения частоты* собственная частота мультивибратора $f_м$ устанавливается несколько меньшей синхронизирующей частоты (регулировка частоты $f_м$ может осуществляться изменением сопротивления одного из резисторов, например R_2). Складываясь с отрицательным напряжением, создаваемым на резисторе R_1 разрядным током конденсатора C_1, синхронизирующее напряжение в каждый положительный полупериод его будет вызывать преждевременное отпирание лампы $Л_1$, а в каждый отрицательный полупериод — преждевременное запирание ее (при обратном характере изменения режима лампы $Л_2$). В результате частота колебаний мультивибратора становится точно равной синхронизирующей частоте.

Для измерительных целей удается использовать до 200—300 гармоник колебаний мультивибратора. Следовательно, при частоте синхронизации 100 *кгц* можно получить широкий спектр стабильных частот: 100, 200, 300 *кгц* и т. д. вплоть до 20—30 *Мгц*.

При работе в *режиме деления частоты* частота $f_м$ устанавливается в целое число раз N меньшей синхронизирующей частоты, где N — коэффициент деления, величина которого обычно не превышает 10. Например, если при синхронизирующей частоте 100 *кгц* требуется получить спектр частот, отличающихся друг от друга на 10 *кгц*, то мультивибратор настраивают на частоту порядка 10 *кгц*. В этом случае переключение ламп из одного режима в другой будет происходить через каждые десять периодов синхронизирующего напряжения. В результате основная частота колебаний мультивибратора окажется равной точно 10 *кгц* при широком спектре гармонических частот: 10, 20, 30 *кгц* и т. д. вплоть до нескольких мегагерц.

Мультивибратор может быть собран в виде приставки к кварцевому калибратору. Тогда при коэффициенте деления, равном 5 или 10, удается получить между соседними гармониками калибратора, включенного на основную частоту 100 *кгц*, четыре или девять промежуточных опорных частот через каждые 20 или 10 *кгц*. Для правильной работы мультивибратора необходимо подобрать определенную величину синхронизирующего напряжения; для этого на входе мультивибратора включают потенциометр или подстроечный конденсатор.

Недостатком мультивибратора, собранного по схеме на рис. 16-19, является возможность скачкообразного изменения коэффициента деления при колебаниях питающего напряжения. От этого недостатка свободна схема на рис. 16-20, *а*. При синхронизирующей частоте 100 *кгц* и напряжении синхронизации 10—12 *в* мультивибратор работает на основной частоте 20 *кгц* при $N = 5$. Коэффициент деления сохраняется стабильным при изменении анодного напряжения на $\pm 20\%$ и напряжения накала на $\pm 15\%$.

На рис. 16-20, *б* приведена схема мультивибратора, выполненного на двух транзисторах типа *п-р-п*. Мультивибратор генерирует колебания почти прямоугольной формы с основной частотой порядка 5 *кгц*; последняя зависит главным образом от емкостей конденсаторов C_1, C_2 и входного сопротивления транзисторов, которое при схеме с общим эмиттером оказывается порядка 1 *ком*. Делители напряжения R_3, R_4 и R_5, R_6 и цепочки смещения R_2, C_3 и R_8, C_5 повышают температурную стабильность колебаний мультивибратора. Потребляемый ток не превышает 1,5 *ма*. Размах колебаний достигает 2 *в*. Синхронизация осуществляется напряжением $u_{син}$ с амплитудой порядка 5 *в*.

Мультивибраторы широко применяются в гетеродинных частотоме-

рах высокой точности для увеличения числа калибровочных опорных частот и уменьшения частотного интервала между ними. Например, при последовательном включении двух мультивибраторов с коэффициентом деления $N = 10$, синхронизированных частотой кварцевого генератора $f_к = 1$ *Мгц*, получается сетка калибровочных частот, кратных 1 000, 100 и 10 *кгц*. Если требуется сохранить малый интервал между опорными частотами вплоть до самых высоких частот,

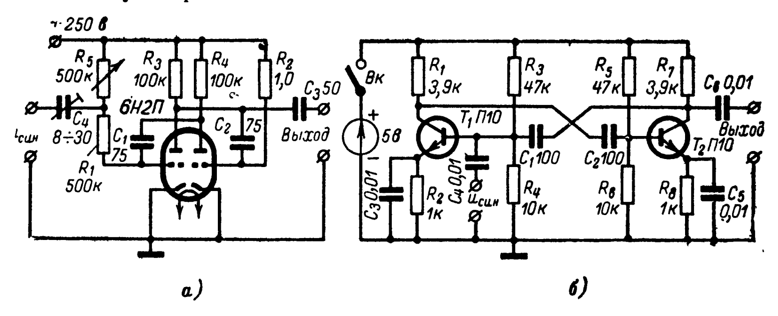


Рис. 16-20. Практические схемы лампового (*а*) и транзисторного (*б*) мультивибраторов.

применяют модуляцию колебаний частоты $f_к$ генератора частотой $f_м = f_к/N$ синхронизированного им мультивибратора; при этом получают сетку опорных частот

$$(f_к;\ 2f_к;\ 3f_к \ldots) \pm (f_м;\ 2f_м;\ 3f_м \ldots).$$

16-10. РЕЗОНАНСНЫЕ ЧАСТОТОМЕРЫ

Резонансный частотомер представляет собой колебательную систему, настраиваемую в резонанс на измеряемую частоту f_x возбуждающих ее колебаний; частота настройки определяется по положению калиброванного органа настройки. Состояние резонанса отмечается по показаниям индикатора, связанного с колебательной системой.

Частотомеры, измеряющие частоты от 50 *кгц* до 100—200 *Мгц*, выполняются в виде колебательного контура из образцовых элементов с сосредоточенными параметрами: катушки индуктивности L_0 и конденсатора переменной емкости C_0 (рис. 16-21) *. В катушке за счет индуктивной связи с источником исследуемых колебаний наводится э. д. с. измеряемой частоты f_x. Изменяя емкость конденсатора C_0, контур настраивают в резонанс с частотой f_x по максимальным показаниям индикатора, например термоэлектрического прибора. При этом измеряемая частота f_x, равная собственной частоте контура

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0C_0}}, \qquad (16\text{-}16)$$

считывается по шкале конденсатора C_0 непосредственно либо с помощью градуировочных таблиц или графиков.

* «Радио», 53—4—37, 60—12—49, 62—3—52.

При фиксированной индуктивности L_0 диапазон измеряемых частот ограничивается коэффициентом перекрытия

$$K_{\text{п}} = \frac{f_{\text{м}}}{f_{\text{н}}} = \sqrt{\frac{C_{\text{м}}}{C_{\text{н}}}}, \tag{16-17}$$

под которым понимают отношение максимальной частоты настройки частотомера $f_{\text{м}}$ к наименьшей частоте $f_{\text{н}}$ при изменении емкости контура от начального значения $C_{\text{н}}$ до максимального $C_{\text{м}}$. Начальная емкость контура $C_{\text{н}}$ слагается из емкости монтажа, начальной емкости конденсатора C_0 и емкостей постоянных или подстроечных конденсаторов, включаемых в контур с целью получения требуемого коэффициента перекрытия или для других целей (C_1 и C_2 на рис. 16-22). Для расширения диапазона измерений частотомер снабжается несколькими катушками различной индуктивности, сменными (рис. 16-21) или переключаемыми (рис. 16-22). В последнем случае неработающие катушки или их неиспользуемые части желательно замыкать накоротко во избежание отсасывания ими энергии из контура частотомера на частотах, близких к собственным частотам этих катушек, которое может привести к понижению чувствительности и нарушению градуировки частотомера вблизи этих частот. Необходимость в замыкании неработающих катушек отпадает в случае их тщательной экранировки (рис. 16-22, *б*); при этом связь частотомера с источником исследуемых колебаний может осуществляться при помощи небольшой штыревой антенны *А* или посредством выносной катушки связи, подключаемой к контуру гибким высокочастотным кабелем.

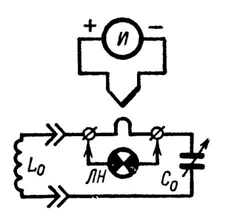


Рис. 16-21. Схема резонансного частотомера с индикатором тока со сменными контурными катушками.

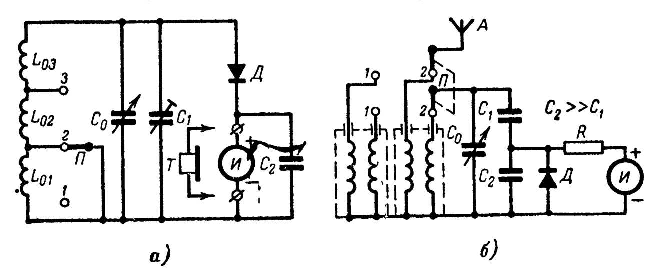


Рис. 16-22. Схемы резонансных частотомеров с индикаторами напряжения и переключаемыми контурными катушками.

Индикаторы резонанса позволяют фиксировать состояние резонанса по максимуму тока в контуре или максимуму напряжения на элементах контура. Индикаторы тока должны быть низкоомными, а индикаторы напряжения — высокоомными; тогда потери, вносимые ими в контур, не будут вызывать заметного притупления резонансной характеристики контура.

В качестве индикаторов тока обычно применяют термоэлектрические миллиамперметры с током полного отклонения до 10 *ма*, включаемые последовательно в контур частотомера (см. рис. 16-21); при эксплуатации такого частотомера необходимо весьма осторожно устанавливать связь с объектом измерений и не допускать перегрузки термоприбора при подходе к резонансу.

В современных конструкциях частотомеров в качестве индикаторов напряжения применяют электронные вольтметры, которые позволяют обеспечить высокую точность и чувствительность частотомера при хорошей стойкости к перегрузкам. Простейший диодный вольтметр состоит из кристаллического или лампового диода *Д* и чувствительного магнитоэлектрического измерителя *И*, зашунтированного от высокочастотных составляющих выпрямленного тока конденсатором C_2 (рис. 16-22, *а*); применяются также индикаторы, выполненные по схеме амплитудного диодного вольтметра (рис. 16-22, *б*). При наличии в индикаторе микроамперметра с током полного отклонения до 200 *мка* частотомер можно использовать в качестве индикатора поля при снятии диаграмм направленности передающих антенн. Индикатор напряжения можно выполнить и на электронносветовом индикаторе, например типа 6Е5С.

Если исследуемые колебания являются модулированными, то в качестве индикатора в схему можно включить телефоны *Т* (рис. 16-22, *а*). При этом резонанс устанавливают по наилучшей слышимости тона модулирующей частоты. Такой частотомер пригоден для слухового контроля качества работы радиотелефонных передатчиков.

В простейших частотомерах в качестве индикаторов используют лампочки накаливания (см. рис. 16-21) или неоновые лампочки, включаемые соответственно последовательно в контур или параллельно ему либо связанные с контуром индуктивным путем.

Чувствительность резонансного частотомера характеризуется минимальной мощностью исследуемого сигнала, необходимой для измерения частоты (т. е. для получения заметного показания индикатора резонанса); она обычно лежит в пределах 0,1—1 *мвт*, а при использовании в качестве индикатора лампочки накаливания возрастает до десятых долей ватта. Для повышения чувствительности в индикатор резонанса иногда вводят усилитель постоянного тока.

На сверхвысоких частотах контуры из элементов со сосредоточенными параметрами становятся мало эффективными из-за резкого уменьшения их добротности вследствие сильного возрастания потерь и трудности перекрытия широкого диапазона частот при использовании сменных катушек очень малой индуктивности. Поэтому резонансные частотомеры, работающие в диапазоне частот от 30—50 до 500—1 000 *Мгц*, часто выполняются в виде колебательного контура смешанного типа, имеющего распределенную индуктивность и сосредоточенную емкость (рис. 16-23) *. В качестве индуктивности L_0 используется криволинейный отрезок посеребренной медной проволоки или трубки диаметром 2—5 *мм*. Переключатель поддиапазонов *П* определяет емкость контура. Настройка частотомера производится изменением рабочей длины витка индуктивности L_0 посредством поворотного контактного ползунка. Предельная измеряемая частота ограничивается значением емкости монтажа $C_м$. Связь

---

* «Радио», 58—4—41.

с источником исследуемых колебаний осуществляется через виток связи L_1 непосредственно или через присоединенную к витку антенну.

На рис. 16-24 приведена схема широкодиапазонного однопредельного частотомера с коэффициентом перекрытия порядка 5—10, в котором индуктивностью контура является металлическая пластинка *Пл*, согнутая в дугу и соединенная со статором *Ст* конденсатора переменной емкости. По пластинке скользит ползунок, механически и

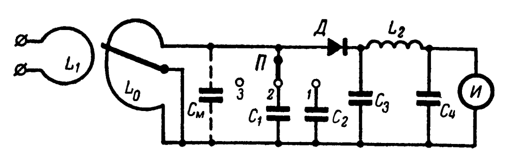


Рис. 16-23. Схема многопредельного частотомера СВЧ.

электрически связанный с ротором *Рот* конденсатора. При повороте ротора одновременно увеличиваются (или уменьшаются) как емкость контура, так и его индуктивность. Такие частотомеры наряду с широким диапазоном измерений имеют высокую добротность при малых геометрических размерах.

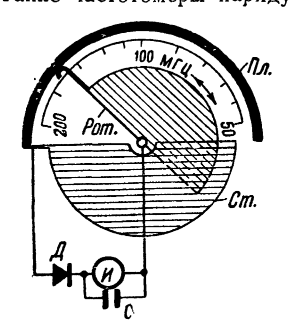


Рис. 16-24. Схема широкодиапазонного однопредельного частотомера СВЧ.

Погрешность измерения частоты резонансными частотомерами составляет 0,1—1%; она определяется погрешностью и стабильностью градуировки, погрешностью отсчета частоты и точностью настройки в резонанс. Для повышения устойчивости градуировки частотомера элементы его контура должны иметь возможно более прочную и жесткую конструкцию и изготовляться из материалов с малым температурным коэффициентом. Наибольшая погрешность, обусловленная влиянием внешних факторов, имеет место при измерении самых высоких частот каждого поддиапазона, когда емкость конденсатора C_0 мала. Для уменьшения этой погрешности иногда увеличивают начальную емкость контура включением параллельно конденсатору C_0 постоянного или подстроечного конденсатора (C_1 на рис. 16-22, *а*). При этом уменьшается коэффициент перекрытия поддиапазонов частотомера, что способствует повышению точности отсчета частоты, но одновременно увеличивает число необходимых поддиапазонов. Точность отсчета также возрастает, если управление органом настройки производить через верньерное устройство с замедлением в 20—100 раз. В приборах промышленного изготовления рукоятку верньера часто снабжают дополнительной шкалой, разбитой на 100 делений, а на основной шкале органа настройки наносят деления, соответствующие каждому полному повороту рукоятки верньера. При совместном использовании основной и дополнительной шкал удается

получить несколько тысяч отсчетных точек, по которым частота точно определяется с помощью градуировочных таблиц или графиков. Шкалы частотомеров, не снабженных верньерами или имеющих верньеры с малым замедлением, градуируются непосредственно в значениях частоты f_x.

Изменение настройки частотомера вызывает изменение тока в его контуре в соответствии с резонансной кривой, подобной приведенной на рис. 16-25. Чем выше добротность контура частотомера, тем острее его резонансная кривая и тем меньше возможная ошибка при фиксации резонанса. Для получения высокой добротности контура его катушки индуктивности и конденсаторы должны иметь малые потери, а связь контура с цепью индикатора и источником измеряемой частоты должна быть возможно слабее.

Уменьшить связь с индикатором можно при автотрансформаторном подключении его к части витков контурной катушки. При сменных или переключаемых катушках связь удобнее ослаблять с помощью емкостного потенциометра, как это показано на рис. 16-22, *б*, где слабой связи соответствует выбор конденсаторов потенциометра из условия: $C_2 \gg C_1$. При этом следует помнить, что уменьшение связи с индикатором может потребовать усиления связи с исследуемым источником; это весьма нежелательно, так как цепи источника вносят в контур частотомера не только активное сопротивление потерь, но и реактивное сопротивление, вызывающее расстройку контура.

При сильной связи между контурами частотомера и исследуемого источника резонансная характеристика системы связанных контуров приобретает двугорбый характер, вследствие чего максимальные показания индикатора наблюдаются при двух положениях его органа настройки. Если исследуемый источник является генератором, то его контур нагружается контуром частотомера, что может привести к некоторому изменению частоты f_x; при сильной связи возникает явление «захватывания», при котором генератор создает колебания на одной из частот связи двугорбой резонансной кривой.

Характер шкалы частотомера определяется законом изменения емкости или индуктивности контура при повороте рукоятки органа настройки. При использовании прямочастотного конденсатора можно получить почти равномерную шкалу частот. Градуировка резонансных частотомеров обычно производится при помощи образцовых гетеродинных частотомеров. В любительских условиях для этой цели используются высокочастотные измерительные генераторы или передатчики с плавным диапазоном частот. Для градуировки частотомеров, работающих на сверхвысоких частотах, применяются также измерительные линии (см. § 17-2). Градуировку следует производить при минимальной связи с источником образцовых частот.

Достоинствами резонансных частотомеров являются простота устройства и однозначность показаний. Так как частотомеры работают за счет энергии исследуемых колебаний, то принципиально они не требуют и питания; последнее необходимо лишь при наличии усилителя в цепи индикации резонанса.

К недостаткам резонансных частотомеров относятся пониженная точность измерений, значительная потребляемая мощность, а также невозможность измерения частоты экранированных генераторов.

16-11. ПРИМЕНЕНИЕ РЕЗОНАНСНЫХ ЧАСТОТОМЕРОВ

Резонансные частотомеры применяются для измерения частоты колебаний радиопередатчиков и других высокочастотных генераторов путем настройки контура частотомера в резонанс с измеряемой частотой. Однако пологий характер вершины резонансной кривой затрудняет точную фиксацию состояния резонанса. Для уменьшения возможной ошибки применяют способ двух отсчетов. При данном способе после приближенной настройки контура частотомера в резонанс с частотой f_x изменением емкости конденсатора C_0 расстраивают контур сперва в одну, а затем в другую сторону от резонансной частоты до получения одного и того же показания индикатора $I_{1\text{-}2}$, величина которого произвольно выбирается в пределах 50—70% резонансного значения $I_м$ (рис. 16-25). Так как при этом используются крутые склоны резонансной кривой, то определить частоты настройки контура f_1 и f_2, соответствующие току $I_{1\text{-}2}$, можно с большой точностью. Измеряемая частота лежит посредине между ними, т. е.

$$f_x = \frac{f_1 + f_2}{2}. \qquad (16\text{-}18)$$

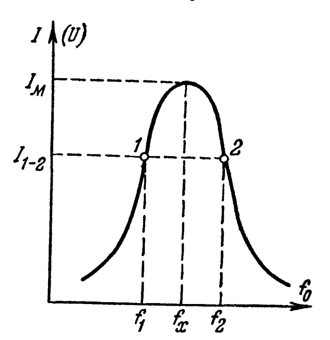


Рис. 16-25. Резонансная характеристика частотомера.

Если колебания исследуемого генератора имеют несинусоидальный характер, то возможна настройка частотомера на одну из гармоник. При этом частотомер обнаруживает настройку и на ряд других частот, кратных основной частоте колебаний. Последняя определяется как самая низкая из ряда найденных резонансных частот.

При измерении частоты маломощных генераторов э. д. с., наводимая в контуре частотомера, может оказаться недостаточной для нормальной работы индикатора. В этом случае измерение можно производить методом реакции (поглощения). При этом методе настройку в резонанс определяют по воздействию частотомера на режим работы генератора, от которого контур частотомера потребляет энергию. Для усиления этого воздействия между контурами частотомера и генератора устанавливают достаточно сильную связь. При резонансной настройке контура частотомера колебательный ток в контуре генератора уменьшается, постоянная составляющая анодного тока достигает максимального значения, а постоянная составляющая сеточного тока резко падает. Следовательно, настройка частотомера в резонанс с частотой генератора может быть определена по наименьшим показаниям контурного термоамперметра или по показаниям миллиамперметра постоянного тока, максимальным при включении в анодную цепь и минимальным при включении в цепь управляющей сетки генераторной лампы. На частоту генерируемых колебаний частотомер не влияет, так как при резонансе вносимое им в контур генератора сопротивление является чисто активным (см. § 21-3).

Резонансный частотомер является прибором пассивного действия, так как его работа основана на поглощении энергии источника измеряемой частоты. Поэтому он не пригоден для непосредственного измерения частоты настройки радиоприемников и отдельных колебательных контуров.

Несущую частоту радиостанции, на которую настроен радиоприемник, можно измерить достаточно точно методом реакции. Для этого контур резонансного частотомера связывают с антенной цепью приемника посредством включаемой в эту цепь катушки связи. Настройку частотомера изменяют до получения резонанса, который обнаруживается по резкому спаданию громкости звуковых сигналов, воспроизводимых приемником.

В заключение отметим, что в качестве весьма чувствительного резонансного частотомера, единственно пригодного для измерения частоты очень слабых колебаний, например сигналов отдаленных радиостанций, можно применить радиоприемник. Благодаря избирательности по высокой и промежуточной частотам градуировка шкал приемника вполне однозначна, однако точность градуировки и отсчета частоты невелика.

ГЛАВА СЕМНАДЦАТАЯ

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ЛИНИИ

17-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

На ультракоротких волнах вместо измерения частоты электрических колебаний часто оказывается значительно удобнее измерять непосредственно их длину волны λ, связанную с частотой f формулой

$$\lambda = \frac{c}{f}, \tag{17-1}$$

где c — скорость распространения электромагнитных волн в свободном пространстве, близкая к 300 000 *км/сек*. В качестве волномеров на метровых и дециметровых волнах применяют измерительные линии, выполненные в виде короткозамкнутых отрезков двухпроводной или коаксиальной линии, а на сантиметровых волнах — объемные резонаторы с подвижными поршнями.

Измерительная линия представляет собой колебательную систему с распределенными по длине индуктивностью и емкостью. По сравнению с резонансными частотомерами она имеет меньшие потери на излучение и значительно бо́льшую добротность, которая сохраняет свое высокое значение и на сверхвысоких частотах. Преимущественное применение измерительных линий в диапазоне УКВ объясняется в основном конструктивными соображениями (длина линии должна быть одного порядка с длиной измеряемых волн).

Погрешность измерения длины волны измерительной линией может достигать 0,1—0,5%. Если линия расположена в среде с диэлектрической проницаемостью ε, то скорость распространения электромагнитной волны вдоль линии, а также длина волны уменьшают-

ся в $\sqrt{\varepsilon}$ раз по сравнению с их значением в свободном пространстве. В этом случае для уменьшения ошибки результаты измерения длины волны следует увеличивать в $\sqrt{\varepsilon}$ раз.

Наряду с измерением длины волны измерительные линии применяются на УКВ для согласования различных электрических цепей (антенн, колебательных систем, линий передачи) и измерения их параметров: полного сопротивления и его составляющих, волнового сопротивления, коэффициентов стоячей и бегущей волн и т. д.

Достоинствами измерительных линий являются простота конструкции и возможность самокалибровки. Они не требуют специальной градуировки в единицах измеряемых длин волн; значения последних определяются с помощью линейной шкалы расстояний по величине перемещения органа настройки или индикатора линии. Недостатком измерительных линий является их узкополосность; коэффициент перекрытия диапазона измеряемых длин волн обычно не превышает 1,5.

17-2. ДВУХПРОВОДНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ЛИНИИ

Двухпроводные измерительные линии применяются для различных измерений резонансным методом на метровых и частично дециметровых волнах[1]. Устройство линии показано на рис. 17-1. Она

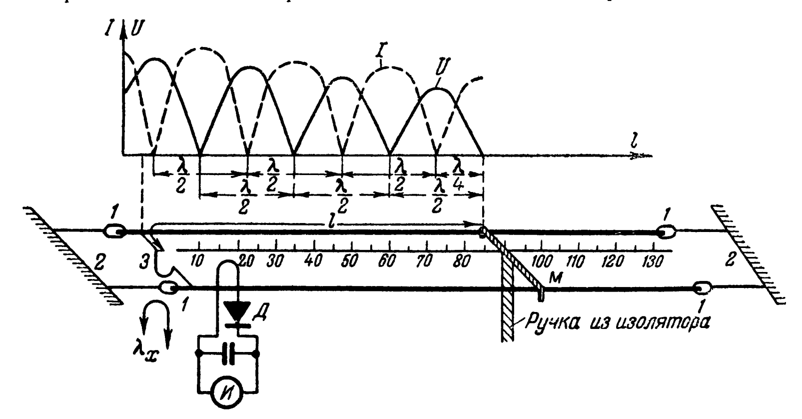


Рис. 17-1. Двухпроводная измерительная линия и график изменения тока и напряжения вдоль линии.

состоит из двух близко расположенных друг от друга параллельных проводов, подвешенных на изоляторах *1* к неподвижным опорам *2*. Вдоль линии может перемещаться металлическая перемычка (мостик) *М*, замыкающая накоротко провода линии. Начало линии посредством витка *3* связывается индуктивно с источником колебаний, длина волны которых λ_x измеряется. Под действием э. д. с., наводимой в витке связи, в короткозамкнутой линии устанавливаются стоячие волны тока и напряжения, которые являются результатом

[1] «Радио», 49—10—36, 56—5—57, 61—4—54.

сложения падающих волн, распространяющихся от начала линии к ее концу, и отраженных волн, перемещающихся в обратном направлении.

При стоячих волнах токи (напряжения) во всех точках линии изменяются в одинаковых фазах, одновременно достигая максимальных и нулевых значений. При этом величины амплитуд тока и напряжения для различных точек линии неодинаковы и вдоль линии изменяются по синусоидальному закону (при синусоидальном характере исследуемых колебаний). В некоторых точках линии, называемых узлами, ток (напряжение) всегда равен нулю; в других точках линии, называемых пучностями, амплитуда тока (напряжения) имеет максимальное значение. Ток и напряжение при стоячих волнах сдвинуты по фазе на 90° как во времени, так и по характеру распределения вдоль линии; поэтому узлу тока соответствует пучность напряжения и, наоборот, узел напряжения совпадает с пучностью тока.

На конце короткозамкнутого участка линии всегда существуют пучность тока и узел напряжения. Поэтому распределение действующих значений тока и напряжения вдоль линии при фиксированном положении перемычки *М* характеризуется графиком, приведенным в верхней части рис. 17-1. Пучности тока (напряжения), так же как и узлы, повторяются через расстояния, равные половине измеряемой длины волны. Вследствие наличия потерь в линии по мере удаления от ее начала амплитуда пучностей постепенно уменьшается.

При неподвижной перемычке *М* длина волны λ_x определяется как удвоенное расстояние между двумя соседними пучностями или узлами напряжения (тока). Пучности напряжения могут быть найдены по максимальной яркости свечения перемещаемой вдоль линии и связанной через резистор с ее проводами неоновой лампы (при грубых измерениях неоновую лампу можно держать в руке, касаясь вывода одного из ее электродов и расположив вывод второго электрода около проводов линии). Простейшим индикатором пучностей тока может служить лампочка накаливания, присоединенная к катушке связи, состоящей из одного или нескольких витков и перемещаемой вдоль одного из проводов линии. Рассмотренные индикаторы дают погрешность измерений 5—10%, так как вблизи пучности действующее значение тока (напряжения) изменяется вдоль линии медленно, не вызывая заметной реакции индикатора.

Лучшие результаты получаются при использовании стрелочного индикатора, показанного на рис. 17-1, который состоит из высокочастотного полупроводникового диода *Д* и чувствительного магнитоэлектрического измерителя *И*. Если виток связи индикатора расположен параллельно проводам, то связь с линией носит индуктивный характер и индикатор реагирует на величину тока в линии; при расположении витка связи перпендикулярно проводам связь с линией приобретает емкостный характер и индикатор реагирует на напряжение, действующее между проводами линии. Связь индикатора с линией можно осуществить и через малые емкости. Применение стрелочных индикаторов позволяет повысить точность измерений путем регистрации положений узлов стоячей волны, вблизи которых ток и напряжение изменяются значительно резче, чем около пучностей. Для регулировки чувствительности индикатора последовательно с его измерителем иногда включают резистор переменного сопротивления.

При перемещении индикатора вдоль линии связь между ним и линией трудно сохранять неизменной. Чтобы исключить дополнительную погрешность, вызываемую непостоянством связи, петлю связи индикатора закрепляют неподвижно в начальной части линии, а передвигают перемычку M, вместе с которой перемещается и вся картина распределения стоячих волн. Расстояние между двумя соседними положениями перемычки, при которых показания индикатора минимальны (максимальны), равно $0{,}5\lambda_x$.

Наименьшую погрешность можно получить при измерении длины волны резонансным методом, сущность которого заключается в том, что измерительную линию настраивают в резонанс с частотой исследуемых колебаний $f = c/\lambda$ путем изменения длины ее короткозамкнутого участка. Резонансная настройка будет иметь место при длине последнего, кратной $0{,}5\lambda$, т. е. при $l=0{,}5\lambda$, λ, $1{,}5\lambda$, 2λ и т. д. Задача измерения заключается в определении положений перемычки соответствующих настройке линии в резонанс.

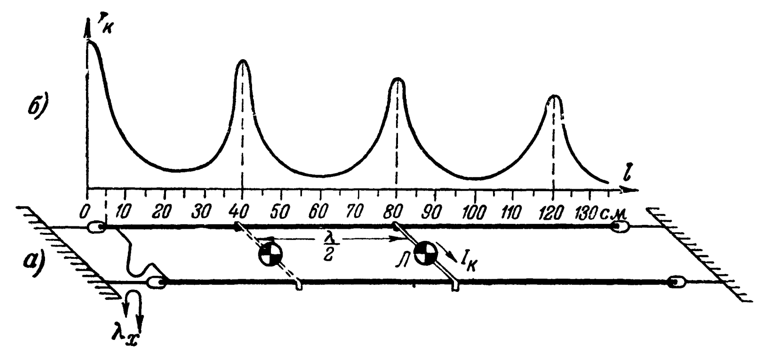


Рис. 17-2. Двухпроводная измерительная линия для резонансных измерений и график изменения тока в конце линии в зависимости от ее длины.

Резонанс сопровождается резким возрастанием энергии, отсасываемой измерительной линией от исследуемого генератора. При испытании маломощных генераторов, работающих в режиме самовозбуждения, реакция генератора на резонансную настройку связанной с ним линии проявляется в том, что контурный ток и постоянная составляющая сеточного тока генераторной лампы становятся минимальными, а постоянная составляющая анодного тока достигает максимума. Это позволяет длину волны найти как удвоенное расстояние между двумя соседними положениями перемычки M, при которых один из индикаторов генератора отмечает наличие резонанса. При отсутствии стрелочных индикаторов резонанс можно определить по наименьшей яркости свечения лампочки накаливания, индуктивно связанной с контуром генератора. При использовании метода реакции измерительная линия может не иметь индикатора.

Положения перемычки, соответствующие настройке линии в резонанс, можно определить достаточно точно по наибольшей яркости свечения миниатюрной лампочки накаливания $Л$, включенной в разрыв перемычки, как это показано на рис. 17-2. Лампочка реагирует на ток $I_к$ в конце линии, величина которого при перемещении пере-

мычки изменяется в соответствии с приведенным на рисунке графиком. При резонансе ток $I_к$ резко возрастает (для линии без потерь он стремится к бесконечности); его амплитуда ограничивается сопротивлением перемычки и потерями в линии и по мере увеличения длины последней постепенно уменьшается. Вместо лампочки накаливания в разрыв перемычки можно включить термоэлектрический прибор.

Включение индикатора в разрыв перемычки увеличивает ее активное сопротивление. Это приводит к появлению в линии наряду со стоячими волнами бегущих волн, что уменьшает резкость изменения тока и напряжения вблизи узлов и пучностей и понижает точность измерений. Кроме того, падение напряжения на перемычке вызывает появление в отрезке линии, лежащем между перемычкой и концом измерительной линии, стоячей волны. Взаимодействие замкнутой на перемычку и разомкнутой частей линии аналогично взаимодействию связанных контуров. При длине разомкнутой части линии, близкой к резонансной, резонансная характеристика ее замкнутой части сильно притупляется или даже становится двугорбой, т. е. максимальные показания индикатора могут иметь место при двух положениях перемычки — по обе стороны от положения, соответствующего настройке в резонанс (такое же явление может наблюдаться и при сильной связи линии с источником исследуемых колебаний). Для уменьшения сопротивления перемычки берут индикаторную лампочку большей мощности или шунтируют термоэлектрический индикатор, что понижает чувствительность линии и повышает минимально необходимую мощность источника исследуемых колебаний.

Предотвратить двугорбость резонансной характеристики можно, поместив на неиспользуемой разомкнутой части линии вторую перемычку на расстоянии порядка $0{,}25\lambda_x$ от основной перемычки.

При градуировке передатчиков (генераторов) связь между линией и выходом передатчика устанавливают по возможности слабой. На основании данных градуировки строят график зависимости длины волны или частоты передатчика от положения его ручки настройки и выполняют шкалу передатчика.

При градуировке приемников и резонансных частотометров необходим вспомогательный УКВ генератор или передатчик, с выходом которого индуктивно связывают измерительную линию и одновременно градуируемую установку. УКВ генератор настраивают в резонанс с приемником (частотомером) при различных положениях ручки настройки последнего. Соответствующая каждому положению ручки настройки длина волны определяется на основе измерения линией длины волны генератора.

Колебания вспомогательного генератора должны быть стабильными по частоте и синусоидальными по форме. При наличии значительных гармоник распределение стоячих волн вдоль линии искажается, так как на стоячие волны, создаваемые колебаниями основной частоты, будут накладываться волны, возникающие под действием гармонических составляющих. При испытании приемников, предназначенных для приема модулированных колебаний, колебания вспомогательного генератора должны быть модулированы.

17-3. КОНСТРУКТИВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ ДВУХПРОВОДНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЛИНИЙ

Двухпроводная измерительная линия изготовляется из голого медного, бронзового или биметаллического провода диаметром 0,5—3 *мм* или из тонкостенных металлических трубок. Чтобы избежать заметного излучения электромагнитных волн в пространство, расстояние между проводами линии не должно превышать 5% наименьшей измеряемой длины волны. Провода линий метрового диапазона располагают на удалении 5—30 *см* друг от друга; на дециметровых волнах это расстояние уменьшают до 1—5 *см*.

Линии большой длины натягивают между противолежащими стенами помещения на расстоянии не менее 1—2 *м* от параллельных им стен, пола, потолка. Малые линии длиной до 2—3 *м* можно выполнять в виде переносных устройств, используя в качестве опор стойки из изоляционного материала, установленные на деревянном основании. Провода линии крепят к опорам через изоляторы и туго натягивают; для последней цели можно использовать пружины. Параллельно проводам обычно располагают шкалу, проградуированную в единицах длины.

Виток связи, подключенный к началу линии, выполняют для метровых волн в виде петли радиусом до 5 *см* из того же материала, что и провода линии, а на дециметровых волнах — в виде прямолинейного проводника. При испытании маломощных генераторов допустимо непосредственное соединение их выходных зажимов с входными зажимами измерительной линии посредством проводников или коаксиального кабеля (при этом виток связи от линии отключается). Линия связи должна быть согласована с измерительной линией, что достигается при равенстве их волновых сопротивлений. Поэтому двухпроводную измерительную линию иногда выполняют с определенной величиной волнового сопротивления ρ, рассчитываемой согласно формуле

$$\rho = 276 \lg \frac{a}{r}, \qquad (17\text{-}2)$$

где a — расстояние между центрами проводов линии, а r — радиус сечения проводов. Например, при $a = 37$ *мм* и $r = 3$ *мм* получаем $\rho \approx 300$ *ом*.

Короткозамыкающая перемычка должна легко перемещаться вдоль линии, все время оставаясь перпендикулярной ее проводам при надежном контакте с ними. При использовании в качестве индикатора резонанса лампочки накаливания перемычку составляют из двух металлических пластин, прикрепленных к ползунку из изоляционного материала и ребрами соприкасающихся с проводами линии; лампочка помещается на ползунке и включается между пластинами. Если измерение проводится при фиксированном положении перемычки или методом реакции, перемычкой может служить сплошная металлическая пластина, одновременно создающая экранирование действующей части линии от ее свободной части.

При резонансной настройке линии в ее начале имеет место пучность тока. Однако ввиду неоднородности начального участка линии, включающего виток связи, отсчет линейного расстояния между началом линии и первым максимумом тока не дает значения $0{,}5\lambda_x$. Следовательно, достаточно точный результат можно получить лишь

при измерении расстояния между первым и последующими максимумами тока. Поэтому измерительная линия должна быть не короче наибольшего возможного значения измеряемой длины волны λ_x.

Необходимую длину линии можно уменьшить почти в 2 раза посредством сдвига к началу линии первого максимума тока. Для этого между проводами линии вблизи витка связи включают переменный конденсатор с максимальной емкостью 10—50 *пф*. Перемычку с индикатором помещают в том месте линии, где желательно получить первый максимум тока. Этот максимум достигается изменением емкости переменного конденсатора. После этого перемещением перемычки вдоль линии находят второй максимум тока, расположенный на расстоянии $0{,}5\lambda_x$ от первого.

Другим, менее удобным способом сокращения длины линии является включение в оба ее провода вблизи витка связи удлинительных катушек, состоящих из одного или нескольких витков.

17-4. КОАКСИАЛЬНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ЛИНИИ

С повышением частоты в двухпроводных измерительных линиях возрастают потери на излучение и тепловые потери в проводах, что приводит к ухудшению их добротности и возрастанию погрешности измерений.

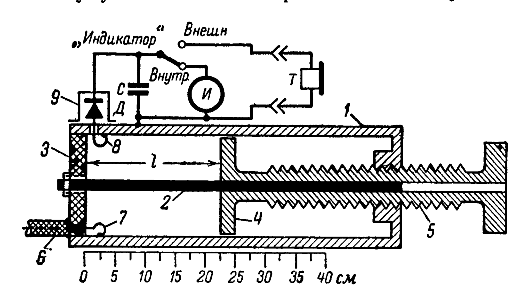


Рис. 17-3. Коаксиальная измерительная линия для измерения длины волны.

Значительно лучшими частотными свойствами обладают коаксиальные измерительные линии, добротность которых в диапазонах дециметровых и сантиметровых волн может достигать нескольких тысяч [1].

Схематическое изображение простейшей коаксиальной измерительной линии дано на рис. 17-3. Прибор содержит металлический цилиндр *1*, внутри которого точно по оси расположен проводник *2*, изготовленный из отрезка медной или латунной трубки. Один из концов проводника *2* снабжен резьбой и закреплен в центре металлического диска *3*, замыкающего накоротко внутренний проводник с цилиндром *1*. Второй конец коаксиальной линии замыкается наротко подвижным поршнем *4*, который перемещается микрометрическим винтом *5*. Длина линии *l*, определяемая положением поршня *4*, фиксируется по специальной шкале микрометрического винта.

[1] «Радио», 58—11—18.

Связь линии с источником исследуемых колебаний осуществляется при помощи отрезка коаксиального кабеля *6*, снабженного на конце высокочастотным разъемом. Внутренняя жила кабеля, введенная внутрь прибора, изгибается в виде петли *7* диаметром 4—8 *мм* и припаивается своим концом к стенке цилиндра. Внешняя оболочка кабеля припаивается к диску *3*. Кабель связи должен быть согласован с коаксиальной линией, что имеет место при равенстве их волновых сопротивлений. Поэтому при конструировании коаксиальной измерительной линии последнюю рассчитывают на определенную величину волнового сопротивления ρ, значение которого (для линии с воздушным диэлектриком) можно найти по формуле

$$\rho = 138 \lg \frac{D}{d}, \qquad (17\text{-}3)$$

где D — внутренний диаметр цилиндра *1*, а d — внешний диаметр проводника *2*. Например, при $D = 15$ *мм* и $d = 3$ *мм* получаем $\rho = 96{,}6$ *ом*. Для большинства коаксиальных линий $= 50 \div 100$ *ом*.

Элементом связи может служить также небольшая антенна, например штыревая, подключенная к кабелю связи.

В качестве индикатора резонанса в линии используется чувствительный измеритель магнитоэлектрической системы *И*, соединенный последовательно с высокочастотным германиевым или кремниевым диодом *Д*. Последний жестко связан с колебательной системой посредством петли связи *8*. Диод *Д* помещен в экран *9*, который препятствует непосредственному воздействию электромагнитных полей на цепи индикатора.

При измерении длины волны амплитудно-модулированных или импульсных колебаний чувствительность прибора *И* может оказаться недостаточной для фиксации резонанса вследствие резкого уменьшения среднего значения выпрямленного тока. В этом случае можно использовать более чувствительный внешний индикатор (телефоны, осциллограф, электронный вольтметр), подключаемый непосредственно или через усилитель низкой частоты к гнездам *Т*.

При длине линии $l = \frac{\lambda_x}{4}, \frac{3\lambda_x}{4}, \frac{5\lambda_x}{4}$ и т. д. интенсивность полей возбужденных в коаксиальном резонаторе колебаний резко возрастает, имеет место резонанс. Измеряемая длина волны λ_x определяется как удвоенное расстояние между двумя соседними положениями поршня, которым соответствуют максимальные показания индикатора. При измерении сравнительно длинных волн длина линии может оказаться недостаточной для измерений данным способом; тогда λ_x определяют по первому от начала линии резонансу $\left(\text{при } l = \frac{\lambda_x}{4}\right)$. Погрешность измерений при этом возрастает из-за неоднородности начального участка линии.

17-5. ПРИМЕНЕНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЛИНИЙ ДЛЯ НАСТРОЙКИ АНТЕННЫХ СИСТЕМ УКВ-РАДИОСТАНЦИЙ

Настраиваемая антенна через свою фидерную линию или отдельным коаксиальным кабелем подключается к входу измерительной линии. Если волновые сопротивления линии связи и измеритель-

ной линии различны, то между ними включается согласующий элемент, например в виде RC-цепочки. В качестве источника колебаний используется УКВ-передатчик, излучающий через свою антенну электромагнитные волны требуемой длины волны λ; передатчик устанавливается на удалении не менее 2λ от измерительной линии, так как при малом расстоянии между ними возможно искажение направления поляризации электромагнитных волн из-за влияния поля индукции.

Элемент настройки измерительной линии устанавливается в положение резонансной настройки на волну λ. Затем производится настройка исследуемой антенны путем подбора оптимальных размеров ее элементов и расстояний между ними по максимальным показаниям индикаторов измерительной линии. Аналогично осуществляется и согласование антенны с ее фидерной линией.

В рассмотренной схеме соединений измерительная линия может служить индикатором напряженности поля для снятия диаграмм направленности антенн; при этом используемая антенна может быть подключена как к передатчику, так и к линии. После настройки системы в резонанс при расположении исследуемой антенны в направлении максимального излучения или приема антенну вращают и через каждые 5, 10 или 15° снимают показания индикатора. Если измеритель индикатора имеет линейную шкалу, то его показания следует возводить в квадрат, так как детектирование колебаний обычно осуществляется на квадратичных участках характеристик высокочастотных диодов.

17-6. ПРИМЕНЕНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЛИНИЙ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПОЛНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ

Измерительные линии позволяют измерять полные сопротивления высокочастотных цепей, например, входные сопротивления антенн, фидерных линий, радиоприемников и т. п.

Исследуемое устройство, сопротивление Z которого измеряют, подключают в качестве нагрузки к двухпроводной измерительной линии (рис. 17-4). Вход линии связывают с генератором, обеспечивающим колебания требуемой длины волны λ.

Из теории длинных линий известно, что распределение напряжения и тока вдоль линии зависит от соотношения между сопротивлением нагрузки Z и волновым сопротивлением линии ρ. Вдоль линии, нагруженной на сопротивление, равное волновому, распространяется бегущая волна, полностью поглощаемая нагрузкой. Если же сопротивление нагрузки отличается от волнового, то часть энергии падающей волны будет отражаться от конца линии и в линии наряду с бегущей волной устанавливается стоячая волна. Соотношение между бегущей и стоячей волнами принято характеризовать *коэффициентом бегущей волны* (КБВ):

$$K_б = \frac{U_н}{U_м}, \tag{17-4}$$

где $U_н$ и $U_м$ — соответственно наименьшее и максимальное действующие значения напряжения вдоль измерительной линии, величины которых можно определить из графика распределения напряже-

ния, подобного приведенному на рис. 17-4. Если в линии распространяется лишь бегущая волна, то $U_н = U_м$ и $K_б = 1$. В короткозамкнутой или разомкнутой на конце линии существует только стоячая волна, при которой $U_н = 0$ и $K_б = 0$. Следовательно, возможные значения КБВ лежат в пределах от 0 до 1.

Иногда для характеристики распределения волн в линии пользуются коэффициентом стоячей волны (КСВ):

$$K_с = \frac{U_м}{U_н}, \tag{17-5}$$

обратным по величине КБВ; очевидно, что возможные значения КСВ лежат в пределах от 1 до ∞.

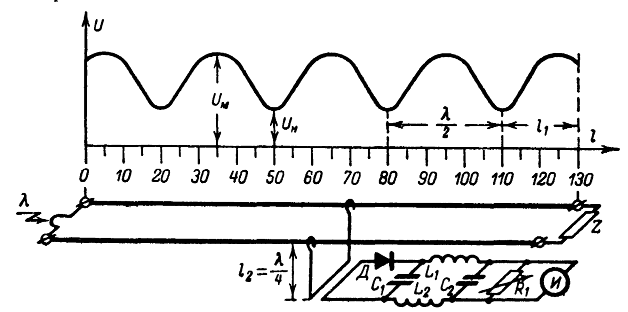


Рис. 17-4. Схема измерения полного сопротивления при помощи двухпроводной измерительной линии и график распределения напряжения вдоль линии.

Измеряемое сопротивление можно представить в виде последовательно соединенных активного сопротивления R и реактивного сопротивления X; при этом численное значение его полного сопротивления

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2}. \tag{17-6}$$

При активном характере нагрузки ($X = 0$) на конце линии имеют место узел напряжения и пучность тока, если $R < \rho$, и, наоборот, узел тока и пучность напряжения, если $R > \rho$. Если же нагрузка является комплексной, то узел напряжения и пучность тока смещаются относительно конца линии на некоторое расстояние l_1 (рис. 17-4).

Расчет активной и реактивной составляющих полного сопротивления Z производится по формулам:

$$R = \rho \frac{K_б}{K_б^2 \sin^2 \varphi + \cos^2 \varphi}; \tag{17-7}$$

$$X = -\rho \frac{0{,}5\left(1 - K_б^2\right) \sin 2\varphi}{K_б^2 \sin^2 \varphi + \cos^2 \varphi}, \tag{17-8}$$

где

$$\varphi = \frac{360}{\lambda} l_1 \tag{17-9}$$

— фазовый угол, характеризующий сдвиг узла напряжения относительно конца линии.

Для определения напряжений $U_н$ и $U_м$, необходимых для расчетов КБВ, а также расстояния l_1 вдоль линии перемещают индикатор напряжения, измеритель которого должен иметь квадратичную градуировку. Связь индикатора с линией необходимо поддерживать постоянной. Это лучше всего обеспечивается при использовании в качестве элемента связи короткозамкнутого отрезка линии длиной $l_2 = \frac{\lambda}{4}$. Входное сопротивление такого отрезка очень велико, что практически устраняет влияние индикатора на режим линии. В короткозамкнутой же части отрезка имеет место пучность тока, что повышает чувствительность индикатора; для регулировки последней последовательно с измерителем *И* или параллельно ему включают резистор переменного сопротивления R_1. Для защиты от внешних влияний детектор и высокочастотный фильтр индикатора необходимо экранировать; форму и расположение экрана подбирают опытным

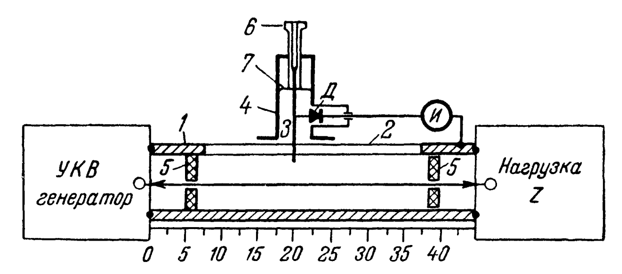


Рис. 17-5. Коаксиальная измерительная линия для измерения полных сопротивлений.

путем. Индикатор вместе с элементами связи часто называют измерительным шлейфом.

На рис. 17-5 схематически показана конструкция коаксиальной измерительной линии, предназначенной для измерения полных сопротивлений. Один из концов линии подключается к УКВ генератору, согласованному по выходному сопротивлению с линией; второй конец нагружается на элемент, полное сопротивление которого Z измеряется. Внешний цилиндрический проводник *1* имеет узкую продольную щель *2*, вдоль которой может перемещаться детекторная головка Последняя содержит погруженный внутрь линии зонд *3* и детектор *Д*, которые защищены от внешних полей экраном *4*. Детектор соединяется непосредственно или через усилитель с измерителем *И*. Наводимая в зонде э. д. с. пропорциональна напряженности электрического поля в месте погружения зонда. Это позволяет, перемещая детекторную головку, определять по показаниям измерителя *И* расположение вдоль линии максимумов и минимумов напряженности поля и их относительную величину, необходимую для расчетов по формулам (17-7) и (17-8).

Зонд связи *3* не должен вызывать заметного искажения поля внутри линии; поэтому глубину погружения его по возможности

уменьшают так, чтобы только получить достаточное для отсчета отклонение стрелки измерителя. Щель во внешнем цилиндре делают весьма узкой. Детекторную головку выполняют в виде короткозамкнутого настраиваемого отрезка коаксиальной линии, в котором зонд *3* используется в качестве внутреннего проводника, а экран *4* служит внешним проводником. Перемещая с помощью ручки *6* короткозамыкающую перемычку *7*, действующую длину детекторной головки устанавливают порядка $\frac{\lambda}{4}$, что обеспечивает большое входное сопротивление и высокую чувствительность индикатора.

17-7. ПРИМЕНЕНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЛИНИЙ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ВОЛНОВЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ

Фидерные линии, применяемые на УКВ для передачи энергии высокой частоты от одного элемента к другому, например с выхода передатчика к антенне или от антенны на вход приемника, должны иметь определенное волновое сопротивление, согласованное по величине с сопротивлениями нагрузки и источника, питающего линию. Расчет волнового сопротивления такой линии иногда встречает затруднения, особенно если линия содержит диэлектрические материалы с неизвестными параметрами.

Измерение волнового сопротивления фидерной линии, например коаксиального кабеля, можно осуществить с помощью измерительной линии с известным волновым сопротивлением ρ. Для этого берут отрезок исследуемого кабеля длиной порядка четверти волны. Один конец кабеля закорачивают, а второй — присоединяют к концу измерительной линии, питаемой от УКВ генератора. Изменением настройки генератора добиваются появления в точках присоединения кабеля пучности напряжения или узла тока, регистрируемых индикатором измерительной линии. Затем короткозамкнутый конец кабеля размыкают и подключают к нему чисто активное (непроволочное) сопротивление R порядка 10—50 *ом*; перемещением индикатора вдоль линии находят коэффициент бегущей волны $K_б$. Приближенное значение волнового сопротивления кабеля подсчитывают по формуле

$$\rho_x \approx \sqrt{\frac{\rho R}{K_б}}. \qquad (17\text{-}10)$$

Например, если $\rho = 400$ *ом*; $R = 15$ *ом*, а $K_б = 0{,}85$, то $\rho_x = 85$ *ом*.

ГЛАВА ВОСЕМНАДЦАТАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ УГЛА СДВИГА ФАЗ

18-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Состояние синусоидального колебания в данный момент времени характеризуют его фазовым углом, или, как говорят, фазой. Фаза синусоидального колебания непрерывно и линейно изменяется во времени, повторяясь каждый период, которому соответствуют 360° (2π) угловых единиц.

При сравнении двух синусоидальных колебаний для характеристики различия их состояний пользуются понятием сдвига (угла сдвига, разности) фаз φ, под которым понимают разность их фазовых углов для любого момента времени. Если сравниваемые колебания имеют различные частоты, то сдвиг фаз между ними непрерывно изменяется. При одинаковой частоте сравниваемых колебаний сдвиг

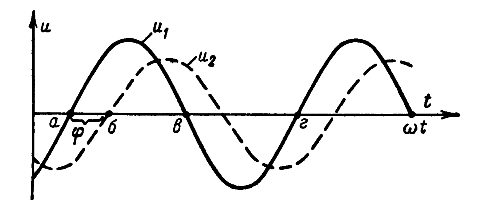


Рис. 18-1. Кривые синусоидальных напряжений u_1 и u_2, сдвинутых по фазе на угол φ.

фаз является постоянной величиной, неизменной во времени. Если, например, закон изменения напряжений u_1 и u_2 выражается графиком (рис. 18-1), то сдвиг фаз можно рассчитать по формуле

$$\varphi = \frac{аб}{ав} \cdot 180 = \frac{аб}{аг} \cdot 360, \tag{18-1}$$

где отрезки *аб*, *ав* и *аг* могут быть выражены в единицах времени, фазовых углов или линейных расстояний. При этом сдвиг фаз может быть положительным (в сторону опережения) или отрицательным (в сторону отставания). Например, согласно рис. 18-1 напряжение u_1 опережает по фазе напряжение u_2 и для него угол $\varphi > 0$, тогда как для напряжения u_2 угол $\varphi < 0$.

При сравнении несинусоидальных колебаний сдвиг фаз φ выражают через разность фаз их первых гармоник (если последние можно выделить) или через сдвиг фаз колебаний при прохождении их через определенный, например нулевой, уровень.

Приборы, измеряющие сдвиг фаз, называют фазометрами. Для измерения сдвигов фаз в электрических цепях технических частот применяются электромагнитные или электродинамические фазометры. Измерение сдвигов фаз в широком диапазоне низких и высоких частот производится фазометрами, основанными на сравнении исследуемых колебаний при помощи электронного осциллографа, компенсационных и электронных схем.

Измерение сдвига фаз между током и напряжением в электрической цепи позволяет определить характер сопротивления нагрузки этой цепи, соотношение между его активной и реактивной составляющими. Измерение сдвига фаз между входным и выходным напряжениями усилителя, трансформатора, линии задержки и т. п. позволяет выявить фазовые искажения, возникающие при прохождении сигнала через исследуемый четырехполюсник.

Фазометры являются необходимыми приборами при снятии фазовых и фазо-частотных характеристик различных электронных устройств.

18-2. КОМПЕНСАЦИОННЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ СДВИГА ФАЗ

При компенсационном методе сдвиг фаз φ между сравниваемыми напряжениями u_1 и u_2 определяют путем поворота фазы одного из этих напряжений, например u_1, до совпадения с фазой напряжения u_2 (или получения между ними сдвига фаз 180°). Равенство (или противоположность) фаз напряжений u_1 и u_2 отмечают с помощью специального индикатора (рис. 18-2). Калиброванный поворот фазы производят фазовращателем, по шкале которого отсчитывают искомый сдвиг фаз φ.

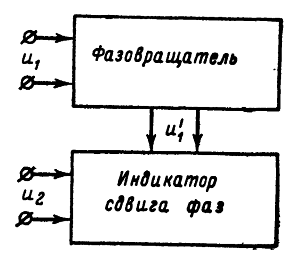


Рис. 18-2. Блок-схема измерения сдвига фаз компенсационным методом.

Основными требованиями, предъявляемыми к фазовращателю, являются: широкие пределы изменений фазы (желательно от 0 до ±180°) при малой погрешности ее измерения, широкий частотный диапазон и постоянство выходного напряжения. Наиболее распространенной является мостовая схема фазовращателя, приведенная на рис. 18-3, *а*. При строго одинаковых сопротивлениях резисторов R_1 и R_2 и безгранично большом сопротивлении нагрузки сдвиг фаз между выходным напряжением u_1' и входным u_1 определяется лишь параметрами фазосдвигающей цепочки RC в соответствии с формулой

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{2RX_C}{X_C^2 - R^2}, \qquad (18\text{-}2)$$

где $X_C = \frac{1}{\omega C}$ — реактивное сопротивление конденсатора C при угловой частоте $\omega = 2\pi f$; при этом выходное напряжение независимо от величины сдвига фаз φ равно половине входного напряжения, т. е. $U_1' = 0{,}5\,U_1$ (где U_1' и U_1 — действующие значения напряжений u_1' и u_1).

В качестве элемента регулировки фазы обычно выбирают резистор переменного сопротивления R, хотя для этой цели можно использовать и конденсатор C, если взять его переменной емкости. Как следует из формулы (18-2), при $R = 0$ $\operatorname{tg}\varphi = 0$ и $\varphi = 0$, т. е. сдвига фаз нет. С увеличением R сдвиг фаз возрастает, при $R = X_C$

становится равным 90° и при безграничном возрастании R стремится к 180°. Следовательно, фазовращатель позволяет осуществить поворот фазы подводимого к нему напряжения в пределах от 0 до 180°, а при условии переключения входных или выходных зажимов — дополнительно от 0 до —180°. Для отсчета углов φ резистор R можно снабдить шкалой с соответствующей градуировкой. Однако эта градуировка остается справедливой лишь при строго определенной частоте f входного напряжения, что затрудняет использование фазовращателя в плавном диапазоне частот. Если фазовращатель применяется при нескольких фиксированных частотах f, то для сохранения одной и той же градуировки шкалы необходимо изменять обратно пропорционально частоте емкость конденсатора C. Например, если при частоте $f = 1$ *кгц* применен конденсатор емкостью $C = 20\,000$ *пф*, то при частоте $f = 10$ *кгц* емкость следует уменьшить до значения $C = 2\,000$ *пф*.

Недостатком фазовращателя является резкая неравномерность его шкалы. Например, если полное сопротивление резистора R взято

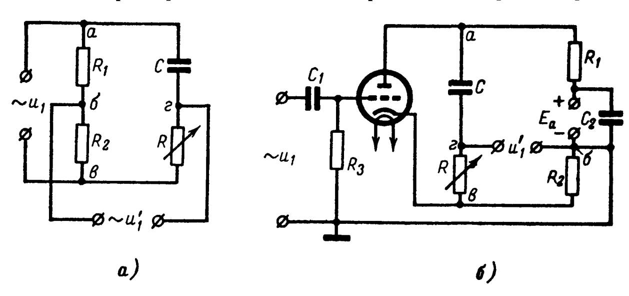


Рис. 18-3. Схемы мостовых фазовращателей.

равным 10 X_C, то участку изменения R от 0 до X_C соответствует поворот фазы от 0 до 90°, а на участке от X_C до $10\,X_C$ происходит поворот фазы от 90 до 169°, т. е. шкала φ получается чрезмерно сжатой в начальной части и растянутой в конце. Для получения сдвигов фазы, близких к 180°, приходится сильно увеличивать сопротивление R, например, угол $\varphi = 179°$ получается при $R \approx 100\ X_C$. С целью улучшения шкалы и расширения предела измерений желательно, чтобы резистор R изменял свое сопротивление в зависимости от угла поворота оси по показательному закону; иногда резистор R составляют из нескольких последовательно включенных переменных резисторов с полным сопротивлением, например, X_C, $10\,X_C$ и $100\,X_C$.

Для сохранения градуировки фазовращателя необходимо, чтобы его выходное сопротивление было значительно меньше, по крайней мере в десятки раз, сопротивления нагрузки, что достигается при выборе малых сопротивлений R_1 и R_2 и большой емкости C. Однако при этом уменьшается и входное сопротивление фазовращателя, что недопустимо при малой мощности источника входного напряжения. Обычно резисторы R_1 и R_2 берут порядка килоом; такого же порядка выбирают и сопротивление емкости C на частоте исследуемых напряжений. Для исключения влияния на сдвиг фаз нагрузки последнюю иногда подключают к выходу фазовращателя через катодный или эмиттерный повторитель.

Помимо напряжения u'_1, с зажимов моста *а, б* или *б, в* можно снять равное ему по величине напряжение, совпадающее по фазе с входным напряжением u_1, но имеющее общую точку с напряжением u'_1. В тех случаях, когда требуется наличие общей заземленной точки у входного и выходного напряжений, мостовой фазовращатель выполняют в сочетании с усилителем по схеме на рис. 18-3, *б*. Здесь резисторы R_1 и R_2 включаются в цепи анода и катода лампы и соединяются по переменному току через блокировочный конденсатор C_2.

Мостовые фазовращатели применяются на частотах не выше единиц мегагерц, так как с повышением частоты погрешность отсчета фазы возрастает из-за влияния емкостей монтажа.

На частотах, соответствующих диапазонам длинных и средних волн, находят применение гониометрические фазовращатели, выполняемые по схеме на рис. 18-4. Исследуемое напряжение u_1 с помощью фазосдвигающей RC-цепочки преобразуется в два напряжения: u_{1-1} и u_{1-2}, сдвинутые относительно друг друга по фазе на 90°. Эти напряжения подводятся к двум взаимно перпендикулярным неподвижным (статорным) катушкам K_1 и K_2. Внутри катушек возникает вращающееся с угловой скоростью $\omega = 2\pi f$ магнитное поле, которое наводит в подвижной (роторной) катушке K_3 э. д. с. той же частоты. Сдвиг фаз между напряжениями u_1 и u'_1 зависит от угла поворота роторной катушки и может плавно и линейно регулироваться в пределах от 0 до 360° при постоянстве амплитуды выходного напряжения u'_1.

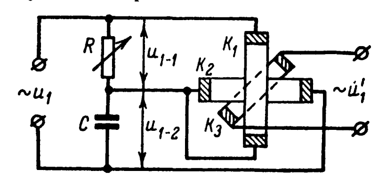


Рис. 18-4. Схема гониометрического фазовращателя.

Если сопротивление конденсатора $X_C = R$, то нулевой сдвиг фаз, соответствующий началу шкалы фазовращателя, имеет место при расположении роторной катушки под углом 45° к статорным катушкам. При изменении частоты входного напряжения соотношение между сопротивлениями X_C и R изменяется, что приводит к трудно учитываемому сдвигу нулевой точки шкалы. Для сохранения градуировки шкалы в диапазоне частот резистор R (или конденсатор C) берут переменным, что позволяет на различных частотах добиваться равенства сопротивлений X_C и R. Контроль отсутствия фазового сдвига между напряжениями u_1 и u'_1 осуществляют с помощью индикатора равенства фаз при установке катушки K_3 в положение нулевого отсчета.

На СВЧ в качестве фазовращателя можно использовать согласованный отрезок двухпроводной линии, в котором установлен режим бегущих волн. Вдоль такого отрезка напряжение между проводами имеет одинаковую амплитуду, но различный сдвиг по фазе относительно напряжения в начале линии, плавно изменяющийся от 0 до 360°.

Для индикации равенства фаз могут применяться электронные осциллографы, а также электронные схемы, основанные на суммировании сравниваемых напряжений. Одна из возможных схем элект-

ронного индикатора показана на рис. 18-5. Напряжения u_1' и u_2 усиливаются пентодами $Л_1$ и $Л_2$ и создают на общей анодной нагрузке R_3 суммарное переменное напряжение, измеряемое электронным вольтметром V. При равенстве фаз сравниваемых напряжений показания вольтметра будут максимальными. Более высокая точность достигается в том случае, если фазовращателем устанавливать сдвиг фаз между напряжениями u_1' и u_2 180°. Этот сдвиг может быть очень точно установлен по минимальным показаниям вольтметра, равным нулю при одинаковых амплитудах усиленных напряжений. Уравнивание этих амплитуд можно производить катодными резисторами R_1 и R_2, изменяющими крутизну динамических характеристик ламп и их усиление, при раздельной подаче напряжений u_1' и u_2 на сетки ламп.

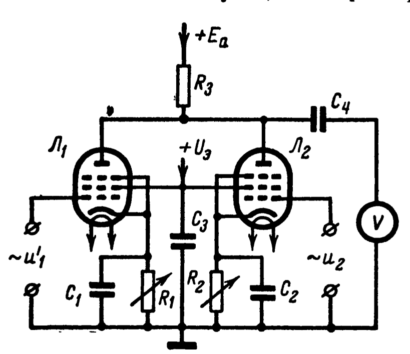


Рис. 18-5. Схема электронного индикатора равенства фаз.

Погрешность измерения сдвига фаз компенсационным методом в основном определяется погрешностью градуировки фазовращателя и точностью сравнения фаз и может быть снижена до 1° и менее.

18-3. ОСЦИЛЛОГРАФИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ СДВИГА ФАЗ

Исследуемые напряжения одинаковой частоты подводятся одновременно к различным парам отклоняющих пластин электроннолучевой трубки. В общем случае на экране наблюдается эллипс, который при сдвигах фаз 0 и 180° превращается в наклонные прямые линии различных направлений (см. верхний ряд таблицы на рис. 16-12). Используя прозрачную масштабную сетку, накладываемую на экран, эллипс симметрируют относительно координатных осей XX и YY (рис. 18-6). Сдвиг фаз определяют по размерам отрезков, отсекаемых эллипсом на осях координат, исходя из формулы

$$\sin\varphi = \frac{b}{B} = \frac{a}{A}. \qquad (18\text{-}3)$$

При данном методе знак сдвига фаз не определяется. Погрешность измерений получается порядка 5% при сдвиге фаз, близком к 0 и 180°, и сильно возрастает вблизи 90 и 270°.

Если исследуемые напряжения подводятся к трубке через усилители каналов, то при усилении они могут получить различные фазовые сдвиги, разность которых будет увеличивать погрешность измерений. Обнаружить и измерить этот дополнительный сдвиг фаз с целью его учета можно по эллипсу, возникающему на экране при

подаче на оба входа осциллографа одного из сравниваемых напряжений.

В фазометрах повышенной точности осциллограф используют совместно с фазовращателем для индикации сдвига фаз[1] или в качестве чувствительного индикатора нулевого сдвига фаз. В последнем случае сравниваемые напряжения подводят к различным входам осциллографа и фазовращателем, включенным в цепь одного из них, добиваются нулевого сдвига фаз, что отмечается наблюдением на экране наклонной прямой линии определенного направления. Затем на один вход подают напряжение, снимаемое до фазовращателя, а на второй вход — то же напряжение, но действующее после фазовращателя, и вновь фазовращателем уравнивают их фазы, компенсируя фазовые сдвиги, вносимые усилителями каналов. Измеряемый сдвиг фаз определяется по разности показаний фазовращателя.

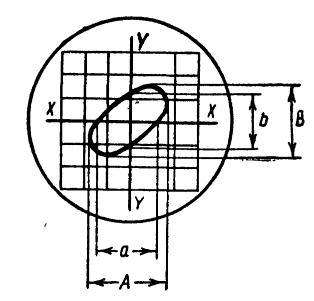


Рис. 18-6. Осциллограмма, характеризующая сдвиг фаз сравниваемых напряжений.

18-4. ЭЛЕКТРОННЫЕ ФАЗОМЕТРЫ

Действие электронных (стрелочных) фазометров основано на использовании зависимости суммы или разности сравниваемых напряжений, приведенных к одинаковой амплитуде, от сдвига фаз между ними. Измеряемый сдвиг фаз φ отсчитывается непосредственно по шкале стрелочного измерителя, в качестве которого обычно используется микроамперметр магнитоэлектрической системы, включенный в схему вольтметра постоянного или переменного тока.

Электронные фазометры часто выполняются по схеме фазового детектора, показанной на рис. 18-7, *а*. Сравниваемые напряжения u_1 и u_2 посредством трансформаторов Tp_1 и Tp_2 создают в схеме фазового детектора равные по амплитуде напряжения u_1', u_2' и u_2''. Напряжения u_2' и u_2'' имеют противоположные фазы; одно из них, например u_2', алгебраически складывается с напряжением u_1', а второе вычитается из него. Суммарное напряжение $u_1' + u_2'$ детектируется диодом $Д_1$ и создает на резисторе R_3 постоянное напряжение U_c. Из графика (рис. 18-7, *б*) видно, что при совпадении фаз напряжений u_1' и u_2' (что соответствует совпадению фаз напряжений u_1 и u_2) напряжение U_c максимально, а при разности фаз 180° уменьшается до нуля. Разностное напряжение $u_1' - u_2'$ детектируется диодом $Д_2$ и создает на резисторе R_4 постоянное напряжение $U_р$, которое при совпадении фаз сравниваемых напряжений равно нулю, а при разности фаз 180° становится максимальным.

---

[1] «Радио», 64—2—43.

Принципиально можно было бы исключить одну половину фазового детектора и отсчет сдвигов фаз производить по показаниям измерителя *И*, включенного в схему вольтметра постоянного тока, измеряющего напряжение U_c или U_p. Однако шкала такого фазометра будет неравномерной и на одном из краев сильно сжата. При включении прибора по схеме на рис. 18-7, *а* вольтметр измеряет разность напряжений $U_c - U_p$, зависимость которой от сдвига фаз φ на всем протяжении шкалы остается почти равномерной (см. график на рис. 18-7, *б*). В качестве измерителя необходимо применить микроамперметр с нулем посредине шкалы, так как ток через измеритель уменьшается до нуля при $\varphi = 90°$, а при сдвигах фаз, бо́льших и меньших 90°, протекает в противоположных направлениях. Добавочный резистор R_5 берется такого сопротивления, чтобы при выбранных уровнях сравниваемых напряжений и сдвигах фаз, равных 0 и 180°, стрелка измерителя отклонялась точно до одного из концов шкалы.

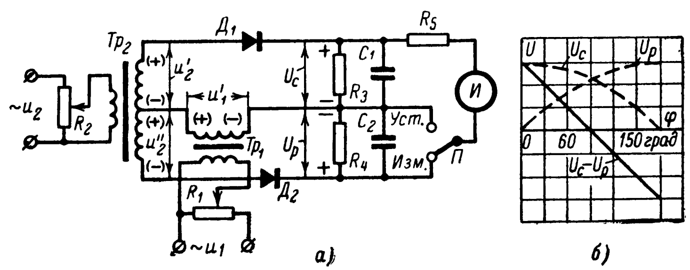


Рис. 18-7. Схема фазометра с фазовым детектором (*а*) и график зависимости напряжений на его выходе от сдвига фаз (*б*).

Для получения требуемого уровня сравниваемых напряжений переключатель *П* ставят в положение *Установка*, напряжения u_1 и u_2 поочередно подводят к фазометру и потенциометрами R_1 и R_2 добиваются отклонения стрелки измерителя *И* точно до конца шкалы.

Фазометры с фазовым детектором применяются в диапазоне частот от сотен герц до сотен килогерц и имеют погрешность измерений порядка 1°. Для уменьшения дополнительных фазовых сдвигов на различных участках частотного диапазона приходится применять переходные трансформаторы различных конструкций (низкочастотные или высокочастотные).

Основной недостаток фазометров с фазовым детектором — зависимость показаний от амплитуд сравниваемых напряжений — в значительной мере устраняется в двухканальных фазометрах [1]. Блок-схема такого фазометра приведена на рис. 18-8. Напряжения u_1 и u_2, между которыми измеряется фазовый сдвиг, подводятся соответственно к каналам *I* и *II*, в которых они в результате усиления и ограничения по амплитуде преобразовываются в двусторонние прямоугольные импульсы напряжений u'_1 и u'_2 с постоянной амплитудой. В суммирующем каскаде на общей нагрузке происходит сложение напряжений u'_1 и u'_2. Когда эти напряжения имеют различные знаки,

[1] «Радио», 54—7—57, 58—12—28.

они при суммировании взаимно компенсируются. При совпадении знаков напряжений возникает импульс, длительность которого τ линейно изменяется от полупериода до нуля при изменении сдвига фаз от 0 до 180°. Импульсы суммарного напряжения воздействуют на линейный диодный вольтметр и создают в цепи его измерителя ток, постоянная составляющая которого пропорциональна длительности импульсов τ. Шкала измерителя, проградуированная в значениях угла сдвига фаз φ, имеет линейный характер.

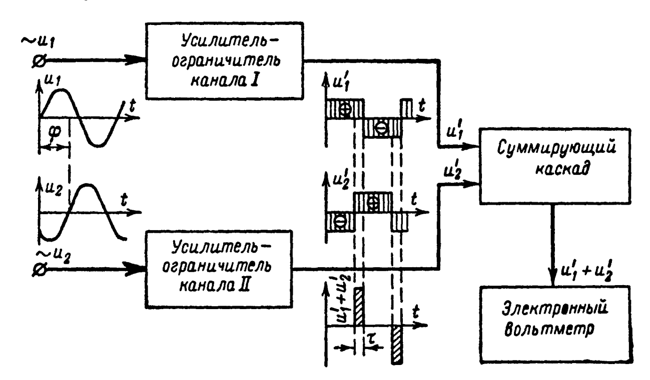


Рис. 18-8. Блок-схема двухканального фазометра.

Двухканальные фазометры применяются на частотах до десятков килогерц и имеют погрешность измерения порядка нескольких градусов при значительных изменениях величины входного напряжения. Одним из источников погрешностей являются дополнительные фазовые сдвиги, которые могут возникнуть при усилении и ограничении сравниваемых напряжений.

Общим недостатком всех стрелочных фазометров является неопределенность знака измеренного ими фазового сдвига.

ГЛАВА ДЕВЯТНАДЦАТАЯ

ИЗМЕРЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ И ДЕВИАЦИИ ЧАСТОТЫ

19-1. ПРОСТЕЙШИЕ СПОСОБЫ ИЗМЕРЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Необходимость в измерении коэффициента амплитудной модуляции возникает при испытании и контроле радиотелефонных передатчиков и высокочастотных измерительных генераторов, работающих в режиме амплитудной модуляции. Повышение коэффициента амплитудной модуляции увеличивает дальность и устойчивость радиосвязи, но в то же время может явиться и причиной возрастания нелинейных искажений при передаче или приеме радиотелефонных сигналов.

Грубая количественная оценка коэффициента амплитудной модуляции возможна при наличии в передатчике антенного амперметра. Предположим, что при отсутствии модуляции амперметр показывает действующее значение тока в антенне I_1. При модуляции, носящей симметричный характер, действующее значение тока в антенне возрастает до значения

$$I_2 = I_1 \sqrt{1 + \frac{m^2}{2}}, \qquad (19\text{-}1)$$

где коэффициент амплитудной модуляции m в соответствии с графиком (рис. 19-1, *б*) равен отношению приращения амплитуды высоко-

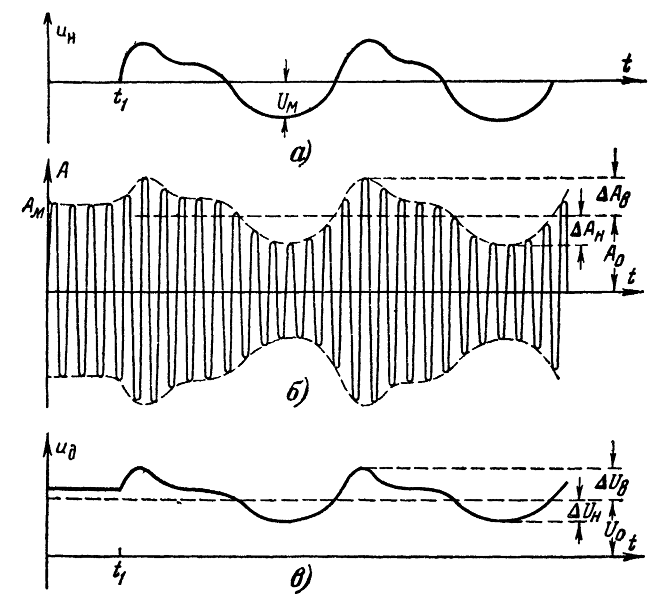


Рис. 19-1. Графики модулирующего напряжения (*а*), модулированного колебания высокой частоты (*б*) и выпрямленного напряжения (*в*).

частотного колебания (напряжения, тока) ΔA к средней величине этой амплитуды A_0:

$$m = \frac{\Delta A}{A_0}. \qquad (19\text{-}2)$$

На основании двух отсчетов I_1 и I_2 коэффициент амплитудной модуляции подсчитывают по формуле

$$m = \sqrt{2\left(\frac{I_2^2}{I_1^2} - 1\right)}. \qquad (19\text{-}3)$$

Погрешность измерения рассмотренным способом может достигать 20% и более вследствие слабой реакции тока в антенне на изменения коэффициента m. Из формулы (19-1) следует, что при 100%-ной модуляции ($m = 1$) антенный ток возрастает всего на 22% по сравнению с током при выключенной модуляции. При квадратичном характере шкалы амперметра используемый для измерений коэффициента m участок шкалы может быть расширен до 50% ее длины.

Для измерения коэффициента амплитудной модуляции можно применить *амплитудный высокочастотный вольтметр.* К пробнику (входным зажимам) вольтметра подключают катушку связи из нескольких витков. Катушку располагают на таком расстоянии от антенной цепи передатчика, при котором стрелка вольтметра по одной из низковольтных шкал его отклоняется при выключенной модуляции примерно до середины шкалы. Если при этом вольтметр показывает напряжение U_1, то при включении модуляции его показания возрастут до значения

$$U_2 = U_1 (1 + m). \qquad (19\text{-}4)$$

Отсюда

$$m = \frac{U_2}{U_1} - 1. \qquad (19\text{-}5)$$

Погрешность измерения обычно не превышает 10% вследствие расширения используемого участка шкалы; так, при 100%-ной модуляции, как это следует из формулы (19-4), показания вольтметра возрастают в 2 раза.

Рассмотренные способы измерений не учитывают возможной несимметрии огибающей кривой модулированного колебания (когда $\Delta A_в \neq \Delta A_н$), а также то, что среднее значение амплитуды высокочастотных колебаний A_0 при модуляции может отличаться от амплитуды $A_м$ этих колебаний при отсутствии модуляции.

19-2. МОДУЛОМЕТРЫ С ДВУКРАТНЫМ ДЕТЕКТИРОВАНИЕМ И ДВУМЯ ИЗМЕРИТЕЛЯМИ

Точность измерения коэффициента амплитудной модуляции порядка 5% и выше обеспечивают специальные приборы — модулометры. Наиболее простыми и распространенными являются модулометры, работающие по методу *двукратного детектирования* исследуемых модулированных колебаний[1]. Такие модуляторы часто выполняются по схеме на рис. 19-2 и работают следующим образом. Выносная катушка L_0, соединенная с входом прибора гибким двухпроводным шнуром, подносится к антенной цепи исследуемого передатчика. Наводимое в катушке модулированное напряжение высокой частоты детектируется ламповым или высокочастотным полупроводниковым диодом $Д_1$. Для обеспечения линейного режима детектирования сопротивление нагрузки детектора R_2 должно значительно превышать внутреннее сопротивление диода $Д_1$, а входное напряжение высокой частоты не должно быть слишком малым.

Выпрямленный ток, высокочастотные составляющие которого отфильтровываются фильтром C_1, L_1, C_2, создает на нагрузке детектора пульсирующее напряжение (см. рис. 19-1, *в*), повторяющее фор-

[1] «Радио», 49—8—42, 53—4—38.

му огибающей модулированного колебания. Постоянная составляющая этого напряжения U_0, пропорциональная среднему значению A_0 амплитуды модулированного колебания, отсчитывается по шкале измерителя $И_1$, который вместе с добавочным резистором R_2 образует вольтметр постоянного тока. Кроме того, пульсирующее напряжение содержит составляющую частоты модуляции с амплитудами $\Delta U_в$ и $\Delta U_н$, пропорциональными амплитудам $\Delta A_в$ и $\Delta A_н$ огибающей модулированного колебания. Одна из этих амплитуд ΔU измеряется низкочастотным амплитудным вольтметром, содержащем конденсатор C_3, резистор R_3, диод $Д_2$ и измеритель $И_2$. Очевидно, что отноше-

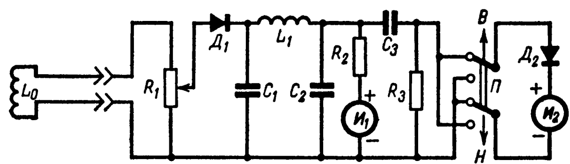


Рис. 19-2. Схема модулометра с двукратным детектированием и двумя измерителями.

ние показаний ΔU измерителя $И_2$ к показаниям U_0 измерителя $И_1$ и будет равно искомому коэффициенту амплитудной модуляции

$$m\% = \frac{\Delta U}{U_0} \cdot 100. \tag{19-6}$$

Если потенциометром R_1 в процессе измерений поддерживать величину напряжения U_0 постоянной, то шкалу измерителя $И_2$ можно будет проградуировать непосредственно в значениях коэффициента m. Например, поддерживая U_0 на уровне 10 *в*, при $\Delta U = 3$ *в* получим $m = 0{,}3 (30\%)$, а при $\Delta U = 7$ *в* имеем $m = 0{,}7 (70\%)$. В зависимости от установки переключателя *П* показания измерителя $И_2$ будут пропорциональны амплитуде $\Delta A_в$ верхней или $\Delta A_н$ нижней полуволны огибающей модулированного колебания, что позволяет производить раздельный отсчет соответствующих коэффициентов амплитудной модуляции. При отказе от переключателя *П* будет измеряться одно из выбранных значений m.

В рассмотренной схеме применен П-образный высокочастотный фильтр, состоящий из конденсаторов C_1 и C_2 емкостью 50—500 *пф* и дросселя L_1 с индуктивностью порядка миллигенри (вместо последнего можно включить резистор сопротивлением в несколько килоом). Упрощать фильтр нежелательно. Если, например, ограничиться лишь одним конденсатором C_1, то погрешность измерений заметно возрастет, так как при хорошей фильтрации, имеющей место при большом значении емкости C_1, сопротивление нагрузки диода $Д_1$ окажется различным для постоянной составляющей и составляющей частоты модуляции выпрямленного тока, а в случае плохой фильтрации, т. е. при малой емкости C_1 диод $Д_2$ наряду с детектированием низкочастотного напряжения будет частично детектировать и напряжение высокой частоты.

На рис. 19-3 приведена схема модулометра повышенной чувствительности, пригодного для измерений на значительных удалениях от передатчиков. Для связи с источником исследуемых колебаний в нем

используется штыревая антенна *А*. Регулировка требуемого уровня входного сигнала производится по показаниям измерителя $И_1$ с помощью конденсатора связи C_1 переменной емкости. С целью повышения чувствительности прибор содержит входной контур, состоящий из катушки индуктивности L_0 и конденсатора переменной емкости C_0, настраиваемый на частоту исследуемого сигнала; кроме того, на входе низкочастотного вольтметра включен транзисторный усилитель, а его детекторная часть собрана по двухполупериодной схеме.

Резисторы R_1 и R_5 выбирают такими, чтобы при уровне сигнала, вызывающем отклонение стрелки измерителя $И_1$ на всю шкалу, 100%-ной модуляции соответствовало отклонение на всю шкалу и стрелки измерителя $И_2$. Для коррекции градуировки модулометра служит подстроечный резистор R_2.

Модулометр можно использовать в качестве индикатора напряженности поля, а также совместить в одном приборе с резонансным

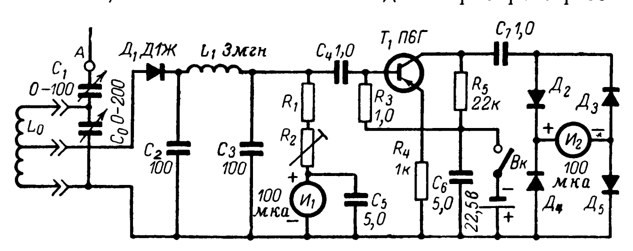


Рис. 19-3. Схема модулометра повышенной чувствительности.

частотомером [1]. Например, в последней схеме при условии градуировки конденсатора C_0 в значениях собственных частот входного контура одновременно с измерением коэффициента амплитудной модуляции исследуемых колебаний можно измерять и их частоту.

19-3. МОДУЛОМЕТРЫ С ДВУКРАТНЫМ ДЕТЕКТИРОВАНИЕМ И ОДНИМ ИЗМЕРИТЕЛЕМ

Недостатком рассмотренных в § 19-2 схем является необходимость наличия двух измерителей. Схема модулометра на рис. 19-4 позволяет обойтись одним измерителем. Здесь регулировка исходного режима производится переменным резистором R_1 в цепи выпрямленного тока при установке переключателя *П* в положение «*Уст*». Для отсчета коэффициента амплитудной модуляции переключатель переводят в положение m %. Постоянно включенные в схему шунты R_3 и R_4, имеющие сравнительно небольшое сопротивление, служат для того, чтобы при переключениях измерителя не нарушался заметно режим работы прибора. Гнезда *Т* предназначены для подключения телефонов или электронного осциллографа с целью контроля качества модуляции посредством прослушивания или наблюдения формы кривой модулирующего сигнала. При измерении коэффициента модуляции телефоны должны отключаться.

[1] «Радио», 60—12—49.

В модулометрах с одним измерителем иногда применяется способ встречных токов, позволяющий несколько упростить процесс измерений [1]. Схема одного из вариантов такого модулометра приведена на рис. 19-5.

Напряжение высокой частоты, наводимое в катушке L_0 и регулируемое по величине потенциометром R_1, линейно детектируется диодом $Д_1$. В цепи этого диода последовательно с резистором R_2 включен измеритель *И*; стрелка измерителя отклоняется под действием постоянной составляющей выпрямленного тока I_1, протекающего в направлении, показанном на схеме пунктирными стрелками.

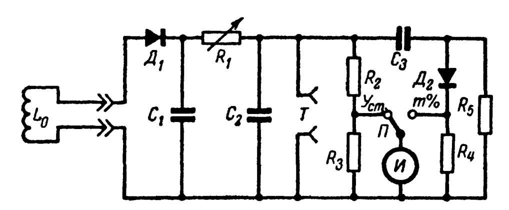


Рис. 19-4. Схема модулометра с двукратным детектированием и одним измерителем.

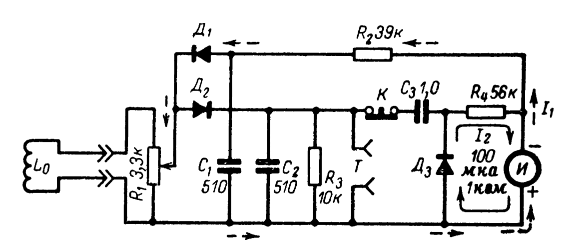


Рис. 19-5. Схема модулометра с измерителем, включенным по способу встречных токов.

Высокочастотное напряжение, индуцируемое в катушке L_0, одновременно линейно детектируется диодом $Д_2$. На его резисторе нагрузки R_3 создается пульсирующее напряжение. Составляющая частоты модуляции этого напряжения измеряется амплитудным диодным вольтметром, содержащим конденсатор C_3, диод $Д_3$, резистор R_4 и измеритель *И*. Через измеритель в направлении, показанном сплошной стрелкой, протекает постоянная составляющая I_2 выпрямленного диодом $Д_3$ тока.

Таким образом, при модуляции через измеритель протекают в противоположных направлениях два тока: I_1, пропорциональный напряжению несущей частоты, и I_2, пропорциональный амплитуде огибающей модулированного напряжения.

При нажатой кнопке *К*, когда входная цепь низкочастотного вольтметра оказывается разорванной, с помощью потенциометра R_1 добиваются того, чтобы стрелка измерителя под действием тока I_1 отклонилась на всю шкалу. Затем кнопку *К* отпускают: при этом

[1] «Радио», 52—12—27, 61—10—57.

через измеритель потечет ток обратного направления I_2, пропорциональный в конечном итоге коэффициенту амплитудной модуляции и уменьшающий угол отклонения стрелки. Резисторы R_3 и R_4 можно подобрать так, чтобы при 100%-ной модуляции ток I_2 был равен току полного отклонения измерителя, т. е. чтобы результирующий ток был равен нулю. Тогда для отсчета будет использоваться вся шкала измерителя, которая линейно градуируется непосредственно в значениях коэффициента амплитудной модуляции m. При этом максимальному отклонению стрелки соответствует нуль шкалы модулометра, а начальному положению стрелки — 100%, т. е. отсчет коэффициента модуляции ведется справа налево.

При достаточно точной градуировке модулометра погрешность измерения не превышает 5%. Изменение частоты модулирующего напряжения в пределах от 200 до 10 000 *гц* не вызывает изменений показаний прибора.

Модулометры обычно помещаются в металлические кожухи, которые экранируют их цепи от непосредственного воздействия внешних электромагнитных полей. Если модулометр предназначен для работы в широком диапазоне высоких частот, то приходится применять несколько сменных катушек L_0.

Общим недостатком модулометров с двукратным детектированием является зависимость их показаний от среднего уровня амплитуд модулированного колебания, что создает необходимость контроля его.

19-4. ОСЦИЛЛОГРАФИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Широкие возможности для наглядного исследования амплитудно-модулированных колебаний и определения их параметров предоставляют электронные осциллографы.

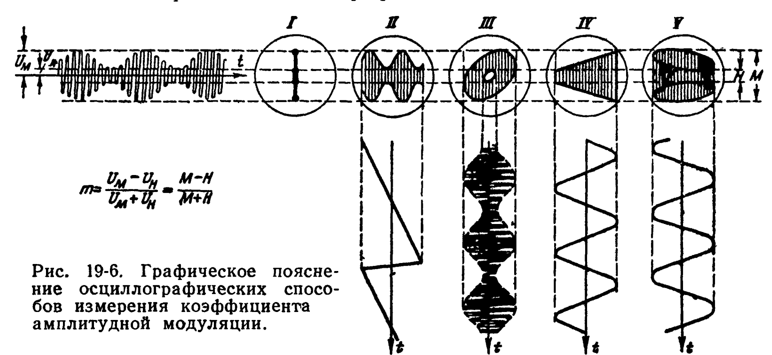


Рис. 19-6. Графическое пояснение осциллографических способов измерения коэффициента амплитудной модуляции.

Высокочастотное модулированное напряжение, подобное изображенному в левой части рис. 19-6, подводится к вертикальному входу осциллографа. Для связи с источником исследуемого напряжения используют катушку связи из нескольких витков, соединенную шнуром с зажимами входа Y. Форма изображения, возникающего на экране, определяется переменным напряжением, воздействующим на

горизонтально отклоняющие пластины трубки. При отсутствии этого напряжения на экране наблюдается вертикальная прямая линия *I* с более ярко светящейся центральной частью и точками по ее концам. При подаче на пластины пилообразного напряжения генератора развертки с частотой, равной или в несколько раз меньшей частоты модуляции, на экране воспроизводится кривая модулированного напряжения *II*; для придания изображению устойчивости желательно осуществить внешнюю синхронизацию частоты генератора развертки с напряжением частоты модуляции, полученным, например, после детектирования исследуемого напряжения или от источника модулирующего напряжения.

Если модулированное напряжение подвести одновременно, но с некоторым сдвигом по фазе к обеим парам отклоняющих пластин, то на экране наблюдается эллиптическое кольцо *III*. При подаче на горизонтально отклоняющие пластины напряжения с частотой модуляции на экране возникает фигура типа *IV* или *V*.

Во всех рассмотренных случаях по размерам изображения на экране можно определить коэффициент амплитудной модуляции с погрешностью порядка 10—15%, пользуясь для расчета формулой

$$m = \frac{M - H}{M + H}. \qquad (19\text{-}7)$$

При перемодуляци, а также при несинусоидальной форме огибающей модулированного колебания соответственно искажаются и формы фигур на экране. При наличии навыка по характеру этих искажений можно судить о дефектах в работе модуляционной части исследуемого генератора.

19-5. ИЗМЕРЕНИЕ ДЕВИАЦИИ ЧАСТОТЫ

Частотная модуляция, широко применяемая в технике УКВ радиовещания, телевидения и радиотелеметрии, заключается в изменении по закону модулирующего колебания частоты высокочастотных колебаний при постоянстве их амплитуды.

Основными параметрами, характеризующими частотно-модулированные (ЧМ) колебания, являются *коэффициент частотной модуляции*

$$m_f = \frac{\Delta f}{\Delta f_м} \qquad (19\text{-}8)$$

и *индекс частотной модуляции*

$$\beta = \frac{\Delta f}{F}, \qquad (19\text{-}9)$$

где Δf — девиация частоты (амплитуда отклонения частоты от среднего значения несущей частоты);

$\Delta f_м$ — максимальное отклонение частоты;

F — частота модулирующего синусоидального напряжения.

При использовании в качестве источника модуляции низкочастотного генератора частоту модуляции F можно считать известной. Известна также максимальная девиация частоты $\Delta f_м$, которая для ЧМ радиовещания принята равной 75 *кгц*, а для звукового сопровождения телевизионных передач 50 *кгц*. Следовательно, для опре-

деления параметров ЧМ колебания достаточно измерить девиацию частоты Δf.

Приближенное измерение девиации частоты можно произвести с помощью резонансного частотомера с узкой полосой пропускания (§ 16-10). Как известно, ЧМ колебание представляет собой сумму (спектр) бесконечного ряда синусоидальных составляющих, частоты которых отличаются от несущей частоты f_0 на величины $\pm F$, $\pm 2F$, $\pm 3F$ и т. д. Две боковые составляющие, расположенные по обе стороны от несущей частоты на расстоянии, примерно равном девиации частоты Δf, имеют наибольшие амплитуды.

Изменением настройки частотомера, связанного с исследуемым ЧМ генератором, находят нижнюю боковую частоту $f_н$ и верхнюю

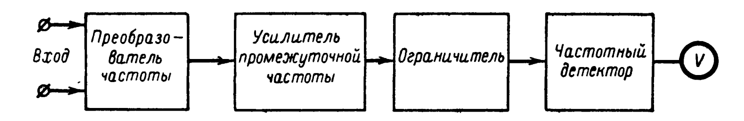


Рис. 19-7. Блок-схема измерителя девиации частоты, работающего по методу частотного детектора.

боковую частоту $f_в$, при которых показания индикатора частотомера максимальны, или определяют одну из этих частот и (при выключенной модуляции) несущую частоту f_0. Тогда

$$\Delta f \approx 0,5(f_в - f_н) = f_в - f_0 = f_0 - f_н. \qquad (19\text{-}10)$$

Более точное значение девиации частоты можно рассчитать по формуле

$$\Delta f = 0,5(f_в - f_н) + 0,81\sqrt[3]{0,5(f_в - f_н)F^2}. \qquad (19\text{-}11)$$

Приборы, специально предназначенные для измерения девиации частоты, называют измерителями частотной модуляции (ИЧМ) или измерителями девиации частоты (ИДЧ)[1]. В большинстве случаев они представляют собой приемники ЧМ колебаний (прямого усиления или супергетеродинного типа), в которых девиацию частоты определяют по показаниям электронного вольтметра, измеряющего амплитуду выходного напряжения. Блок-схема одного из таких приборов, работающего по методу частотного детектора, приведена на рис. 19-7.

Исследуемый ЧМ сигнал преобразуется в напряжение промежуточной частоты, усиливается и ограничивается по амплитуде до постоянного строго определенного уровня, чем достигаются устранение паразитной амплитудной модуляции сигнала и уменьшение погрешности измерений. Частотный детектор (дискриминатор) преобразует ЧМ колебания промежуточной частоты в напряжение низкой частоты, величина которого пропорциональна девиации частоты Δf. Это позволяет проградуировать шкалу выходного вольтметра V непосредственно в значениях девиации частоты.

Параметры ЧМ колебаний можно также измерять с помощью электронных осциллографов.

[1] «Радио», 59—7—51.

Раздел V

УНИВЕРСАЛЬНЫЕ И КОМБИНИРОВАННЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

ГЛАВА ДВАДЦАТАЯ

АВОМЕТРЫ

20-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Авометры (ампервольтомметры, тестеры) представляют собой многопредельные универсальные измерительные приборы, предназначенные для измерения токов, напряжений и электрических сопротивлений. Отсчет всех измеряемых величин производится непосредственно по шкалам общего стрелочного измерителя магнитоэлектрической системы. Измеритель является основной, наиболее дорогой и громоздкой частью большинства электроизмерительных приборов. Применение авометров позволяет сократить количество приборов, необходимых при изготовлении, ремонте и эксплуатации радиоаппаратуры. Недостатком авометров является то, что они позволяют проводить одновременно лишь одно измерение.

Авометры обычно конструируются как компактные переносные приборы, пригодные для использования в разнообразных условиях радиотехнической практики как стационарных, так и полевых. Поэтому в большинстве случаев они не содержат электронных схем и имеют внутренний источник питания схемы омметра. Универсальность применения авометров определяется как различными видами работы, так и широкими пределами измерений электрических величин, которые должны обеспечиваться в возможно более обширном частотном диапазоне при достаточно высокой точности измерений и малой потребляемой мощности. Кроме того, авометры должны иметь простое и надежное управление при малых габаритах, весе и стоимости. Невозможность удовлетворения в одном приборе всех, зачастую противоречивых требований, выдвигаемых различными областями техники, привела к разработке и выпуску промышленностью большого числа типов авометров [1]; основные данные некоторых из них приведены в приложении 4. Весьма разнообразны схемы, кон-

[1] «Радио», 48—2—23, 50—12—64, 53—4—48, 55—2—21, 56—4—63, 62—4—40, 64—9—41, 64—10—43.

струкции и области применения авометров любительского изготовления[1]. Авометры иногда включаются в состав комбинированных измерительных приборов, содержащих измерительные генераторы, электронные вольтметры и другие приборы[2], или применяются совместно с приставками (режимометрами, магазинами сопротивлений, электронными вольтметрами), расширяющими возможности их использования[3]. Авометры можно легко приспособить для проведения простейших испытаний транзисторов и других электронных приборов[4].

Процесс изготовления авометра можно разделить на несколько этапов: 1) выбор видов работы и соответствующих им пределов измерений; 2) подбор измерителя и определение его электрических данных; 3) выбор и расчет схемы для каждого вида измерения; 4) согласование различных схем измерения и составление принципиальной схемы прибора; 5) подбор деталей, составление монтажной схемы, сборка и налаживание авометра.

20-2. ВЫБОР ВИДОВ РАБОТЫ И ПРЕДЕЛОВ ИЗМЕРЕНИЙ АВОМЕТРА

Основным типом авометра следует считать прибор, позволяющий измерять пять основных электрических величин: постоянные токи и напряжения, токи и напряжения низких частот и электрические сопротивления. В наиболее универсальных приборах предусматривается дополнительно измерение больших емкостей и уровней передачи. С целью упрощения схемы и конструкции авометра иногда отказываются от измерения переменных токов, надобность в котором возникает сравнительно редко. Некоторое применение имеют вольтомметры, позволяющие измерять лишь напряжения и сопротивления[5].

Наличие нескольких пределов при каждом виде работы определяет возможность измерения как малых, так и больших электрических величин. Однако возрастание числа пределов измерений ведет к усложнению схемы и конструкции прибора. Поэтому при выборе пределов измерений, так же как и видов работы, следует исходить из тех конкретных условий, в которых предполагается эксплуатация авометра. При работе с приемной и усилительной аппаратурой, питаемой от сети переменного тока, требуемые пределы измерений постоянных и переменных напряжений обычно составляют 0,1—500 *в*, а токов 0,1—100 *ма*. При работе с анологичной ламповой аппаратурой, питаемой от источников постоянного тока, верхняя граница требуемого предела измерения снижается до 200 *в* по напряжению и возрастает до 1 *а* и более по току. Авометры, предназначенные для проверки передающей и телевизионной аппаратуры, должны измерять постоянные напряжения до нескольких киловольт. Лишь в отношении электрических сопротивлений требования к авометру в большинстве случаев одинаковы: желаемый диапазон измеряемых величин обычно лежит в пределах 1 *ом* — 10 *Мом*.

---

[1] «Радио», 48—3—29, 57—2—28, 58—6—32, 59—4—30, 59—8—12, 59—10—55, 61—8—50, 64—10—45.

[2] «Радио, 48—6—29, 54—10—34, 57—5—46, 58—10—48, 60—7—52, 64—10—26.

[3] «Радио», 53—12—60, 54—8—59, 58—9—40, 59—1—61, 60—9—62, 62—2—54, 62—11—61.

[4] «Радио», 61—3—36, 62—9—46, 63—12—64, 64—10—43, 64—12—27.

[5] «Радио», 54—8—39, 54—10—41, 55—2—19, 55—2—58, 63—11—55.

При определении необходимого количества пределов и выборе конкретных предельных значений напряжения и тока для каждого предела следует руководствоваться соображениями, приведенными в § 2-4. Наиболее удобен переходной коэффициент $N = 10$, но при этом не обеспечивается достаточная точность измерения во всем диапазоне измеряемых напряжений и токов. Поэтому берут $N = 2 \div 5$. Предельные значения следует выбирать такими, чтобы на всех пределах измерения постоянных токов и напряжений отсчет мог производиться по общей шкале. Для отсчета переменных напряжений и токов в большинстве случаев требуется самостоятельная шкала. Для схемы омметра выбирают переходной коэффициент $N=10$, реже $N = 100$.

Таким образом, измеритель авометра должен иметь по крайней мере три шкалы. Уменьшение числа шкал за счет использования различных пересчетных таблиц, графиков, номограмм нежелательно, так как это усложняет пользование авометром.

Выбранные пределы измерений должны быть согласованы с электрическими данными стрелочного измерителя авометра. Например, при использовании малочувствительного измерителя для измерения сопротивлений порядка 1 *Мом* и выше может потребоваться источник питания с напряжением на зажимах порядка сотен или даже тысяч вольт. Все подобные несоответствия, выявленные при расчете конкретных схем измерений, могут привести к необходимости внесения исправлений в первоначально намеченные пределы измерения.

20-3. ВЫБОР ИЗМЕРИТЕЛЯ АВОМЕТРА

Качественные показатели и технические возможности авометра в значительной степени определяются его главным элементом — стрелочным измерителем, представляющим собой обычно микроамперметр магнитоэлектрической системы. Поэтому конструирование авометра начинают с подбора измерителя и определения (если они неизвестны) его основных электрических данных: тока полного отклонения $I_и$, внутреннего сопротивления $R_и$ и класса точности (см. § 2-2). Наилучшие результаты могут быть получены с микроамперметром высокого класса точности, у которого отклонение стрелки на всю шкалу происходит при возможно меньших значениях тока $I_и$ и падения напряжения $I_и R_и$. Применение чувствительного микроамперметра с малым током $I_и$ увеличивает входное сопротивление схем вольтметров и уменьшает требуемое напряжение и разрядный ток источника питания схемы омметра. Желательно, чтобы измеритель авометра имел ток полного отклонения не более 100—200 *мка*. Применение микроамперметра с малым падением напряжения $I_и R_и$ уменьшает внутреннее сопротивление схемы амперметра и повышает точность измерения сопротивлений.

Чем выше класс точности микроамперметра, тем меньшая погрешность измерений может быть обеспечена при всех видах работы авометра. Кроме того, микроамперметры более высокого класса точности имеют, как правило, и больших размеров шкалу, что весьма важно для такого многошкального прибора, как авометр. При использовании измерителя с классом точности 1—1,5, тщательном выполнении и градуировке авометра можно получить приведенную погрешность не хуже 1,5—2,5% при измерениях на постоянном токе

и 2,5—4% при измерениях на переменном токе, а относительную погрешность измерения сопротивлений (в средней части шкалы омметра) порядка 5—10%.

20-4. СОСТАВЛЕНИЕ ПРИНЦИПИАЛЬНОЙ СХЕМЫ АВОМЕТРА

Составление схемы авометра слагается из выбора и расчета отдельных схем измерений, соответствующих каждому виду работы, и взаимного согласования их на основе избранной системы управления.

Управление авометром, обеспечивающее выбор нужного вида работы и требуемого предела измерения, может осуществляться посредством переключателей, штепсельно-гнездовой коммутации или комбинированным способом. Применение многоконтактных поворотных переключателей облегчает пользование прибором, но усложняет его конструкцию, повышает стоимость и уменьшает надежность в работе вследствие возможности появления неисправностей в контактной системе. Коммутация с использованием штепселей измерительных проводов и системы гнезд на панели авометра дает контакты, имеющие заметное переходное сопротивление, и повышает опасность ошибочного включения прибора, но в то же время упрощает его конструкцию и понижает стоимость.

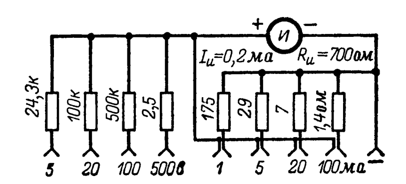


Рис. 20-1. Схема вольтмиллиамперметра постоянного тока с индивидуальными шунтами.

Предположим для конкретности, что конструируемый авометр должен измерять:

1) постоянные и переменные напряжения с пределами 5, 20, 100 и 500 *в*;

2) постоянный ток с пределами 1, 5, 20 и 100 *ма*;

3) сопротивления от 10 *ом* до 1 *Мом* при входном сопротивлении омметра 100 *ом*, 1, 10 и 100 *ком*.

В качестве измерителя авометра возьмем микроамперметр типа М49 класса 2,5, имеющий электрические данные: $I_и = 0{,}2$ *ма*; $R_и = 700$ *ом*.

Измерение постоянных токов и напряжений производится по схемам, аналогичным приведенным на рис. 2-6, 2-7, 2-8 и 3-3; на их основе составляется схема вольтмиллиамперметра постоянного тока. В том случае, если каждому пределу миллиамперметра соответствует отдельный шунт, вольтмиллиамперметр выполняется по схеме на рис. 20-1. Для выбора видов работы и пределов измерений здесь служит группа гнезд, одно из которых является общим при всех измерениях. Недостатком схемы является необходимость применения разрезных гнезд или переключателя сложной конструкции, обеспечивающего при переключениях непрерывный контакт с шунтами.

Наиболее часто в авометрах применяется схема вольтмиллиамперметра (рис. 20-2). Здесь параллельно измерителю постоянно включен универсальный шунт, служащий для изменения пределов изме-

рения по току. Схема позволяет надежно осуществлять все необходимые переключения как с помощью простого односекционного переключателя, так и при использовании системы обыкновеных гнезд. Постоянно включенный универсальный шунт полезен и в том отношении, что он ускоряет успокоение стрелки чувствительного измерителя при измерениях, а также облегчает объединение схемы вольтмиллиамперметра постоянного тока со схемой омметра.

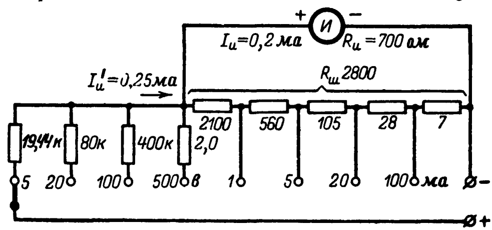


Рис. 20-2. Схема вольтмиллиамперметра постоянного тока с универсальным шунтом.

Универсальный шунт увеличивает номинальный ток в цепи вольтметра, при котором стрелка отклоняется на всю шкалу, до значения

$$I'_и = I_и\left(1 + \frac{R_и}{R_ш}\right), \qquad (20\text{-}1)$$

где $R_ш$ — полное сопротивление шунта. Это приводит к некоторому уменьшению входного сопротивления вольтметра $R_в$. Чтобы уменьшение $R_в$ не было велико, сопротивление $R_ш$ должно быть достаточно большим. Но при большой величине $R_ш$ может сильно возрасти падение напряжения на миллиамперметре. Практически сопротивление $R_ш$ берут в 2—5 раз бо́льшим сопротивления измерителя $R_и$, что соответствует отношению токов $I'_и/I_и = 1{,}5 \div 1{,}2$.

Если задаться предельным током $I'_и$, то необходимое сопротивление универсального шунта определится формулой

$$R_ш = R_и \frac{I_и}{I'_и - I_и}. \qquad (20\text{-}2)$$

Например, если для авометра, исходные данные которого были даны выше, выбрать ток $I'_и = 0{,}25$ *ма*, то получим $R_ш = 2\,800$ *ом*. В этом случае относительное входное сопротивление вольтметра, которое при отсутствии шунта характеризовалось бы величиной $1/I_и = 5\,000$ *ом/в*, при наличии шунта уменьшается до значения $1/I'_и = 4\,000$ *ом/в*. С учетом влияния шунта за данные измерительной части при расчете схемы вольтметра принимаются ток $I'_н$ и сопротивление

$$R'_и = \frac{R_и R_ш}{R_и + R_ш}, \qquad (20\text{-}3)$$

которое является общим сопротивлением измерителя *И* и шунта $R_ш$ и в рассматриваемом случае равно 560 *ом*.

При измерении токов и напряжений низких частот измеритель авометра включается в схему выпрямителя, выполняемого по одной из схем (рис. 4-2, *а*, 4-3, *а*, 4-4, 4-5 или 4-8). Применение выпрямителя приводит к возрастанию погрешности по сравнению с измерениями на постоянном токе, а также понижает чувствительность измерительной части авометра. Вследствие этого при измерении переменных токов и напряжений наименьший возможный предел измерения возрастает в 2—5 раз; соответственно уменьшается относительное входное сопротивление вольтметра и увеличивается падение напряжения на миллиамперметре. Частотный диапазон измерения, зависящий от качества полупроводниковых детекторов, схемы выпрямителя и предела измерения, обычно лежит в пределах от 30—50 *гц* до 5—20 *кгц*.

В авометрах применяется, как правило, последовательная схема измерения сопротивлений. Схема омметра, рассчитанная на основе

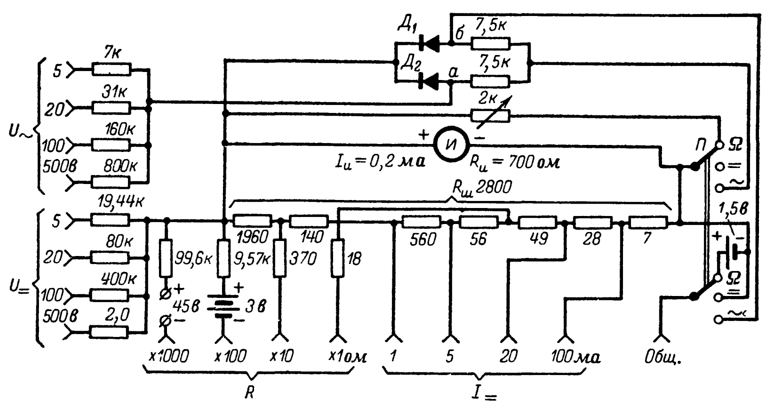


Рис. 20-3. Схема авометра с переключателем видов измерений.

выбранных данных авометра, соответствует приведенной на рис. 10-9. При измерениях на самом высокоомном пределе необходимо использовать внешний высоковольтный источник питания, включаемый последовательно с измеряемым резистором. Для расширения предела измерения сопротивлений в сторону малых значений служит универсальный шунт $R_ш$. Если сопротивление этого шунта при расчете схемы омметра взять равным сопротивлению шунта $R_ш$ схемы вольтмиллиамперметра (рис. 20-2), то обе схемы смогут работать с одним и тем же шунтом к общему измерителю. При одинаковых переходных коэффициентах *N* схем миллиамперметра и омметра отводы от общего универсального шунта для обеих схем также могли бы быть общими; при различных переходных коэффициентах, что имеет место в рассматриваемом примере, отводы не совпадают и число резисторов, составляющих шунт, приходится увеличивать.

На рис. 20-3 приведена простая схема авометра, рассчитанная на основе приведенных выше исходных данных. Для выбора видов работы и пределов измерения здесь используется штепсельно-гнездовая система (которая может быть заменена многоконтактным одно-

секционным переключателем) в сочетании с дополнительным переключателем *П* на три положения: =, Ω и ~. При установке переключателя в положение «=» измеритель включается в схему вольтмиллиамперметра постоянного тока, а в положение Ω — в схему многопредельного омметра. Положение «~» используется при измерении переменных напряжений. При этом образуется мостовая схема выпрямительного вольтметра, отличающаяся от приведенной на рис. 4-8, *б* заменой двух детекторов постоянными резисторами с целью улучшения линейности шкалы. При необходимости измерения переменных токов между точками моста *а* и *б* включают второй универсальный шунт с отводами.

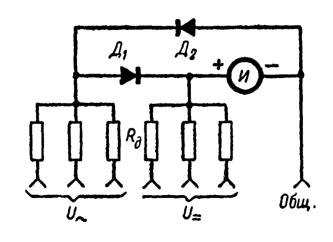


Рис. 20-4. Схема вольтметра постоянного и переменного тока.

Дополнительный переключатель *П* может быть исключен, если объединить схемы вольтметров постоянного и переменного тока в соответствии со схемой на рис. 20-4. Здесь вольтметр переменного тока работает по однополупериодной схеме на рис. 4-8, *а*. При измерении постоянных напряжений измеритель оказывается зашунтированным высоким обратным сопротивлением двух последовательно включенных детекторов, которое мало влияет на

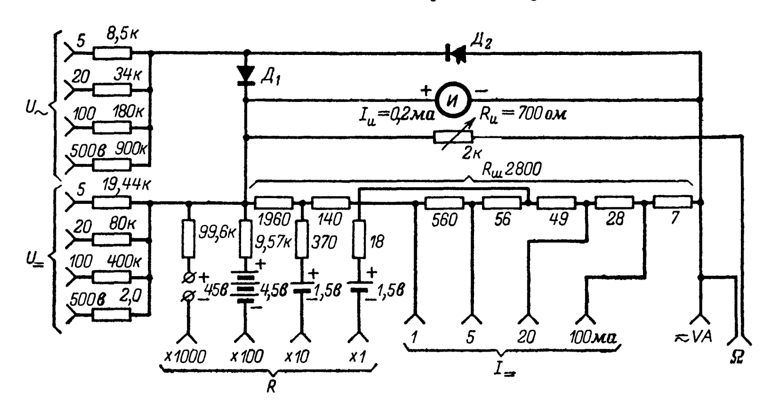


Рис. 20-5. Схема авометра со штепсельно-гнездовой коммутацией.

градуировку шкал постоянного тока. Однако при работе в условиях выских температур или весьма малых токов (последнее может иметь место при использовании измерителя высокой чувствительности) обратное сопротивление детекторов уменьшается, что приводит к заметному возрастанию погрешности измерений.

На рис. 20-5 приведен один из вариантов схемы авометра, не имеющего переключателей. Здесь элемент питания омметра исключен из общего провода благодаря включению дополнительных элементов последовательно с добавочными резисторами схемы омметра.

Для включения регулятора нуля омметра используется разрезное гнездо Ω, которое является общим при измерении сопротивлений; второе общее гнездо *VA* используется при измерении напряжений и токов.

При конструировании авометра можно за счет некоторого уменьшения точности измерений объединить шкалы вольметров постоянного и переменного тока при использовании одних и тех же добавочных резисторов и шунтов. Простейшая схема подобного рода показана на рис. 20-6. Измеряемые напряжения и токи, постоянные и переменные, подводятся к одним и тем же зажимам выпрямительного прибора, работающего по мостовой схеме. При одинаковых численных значениях двух измеряемых напряжений (токов) — постоянного и действующего синусоидального — ток через измеритель для первого будет на 10—20% больше, чем для второго. Поэтому для получения в обоих случаях одинакового отклонения стрелки измеритель при работе на постоянном токе шунтируют резистором $R \approx (8 \div 9)R_и$, необходимое сопротивление которого подбирается опытным путем. Данная схема дает достаточно точные результаты лишь при измерении относительно больших напряжений и токов, когда градуировка шкалы приближается к линейной.

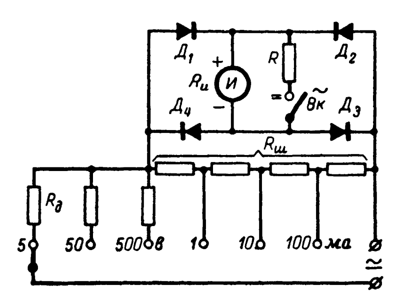


Рис. 20-6. Схема вольтмиллиамперметра постоянного и переменного тока с общей шкалой.

В некоторых авометрах промышленного изготовления (Ц55, Ц56, Ц57) применяются три переключателя сравнительно простой конструкции: один — для переключения видов работы, а два других — для изменения пределов измерения соответственно тока и напряжения. Это создает возможность последовательного измерения авометром тока и напряжения в двух цепях, связанных в общей точке. Схема измерений изображена на рис. 20-7. Прибор включается в разрыв исследуемой цепи своими зажимами *Общ.* и *I* и одновременно параллельно этой цепи зажимами *Общ.* и *U*. В положении «*I*» переключателя $П_1$ измеритель присоединяется к универсальному шунту $R_ш$ для измерения тока в цепи При переводе переключателя в положение *U* измеритель включается последовательно с добавочным резистором $R_д$ для измерения напряжения; при этом цепь тока остается замкнутой через участок универсального шунта. Пределы измерения по напряжению и току определяются установкой переключателей $П_2$ и $П_3$.

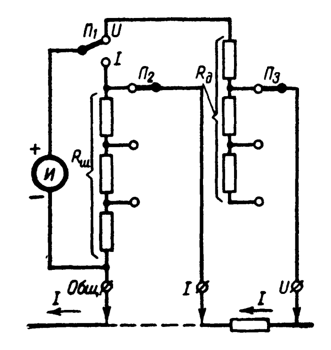


Рис. 20-7. Схема последовательного измерения тока и напряжения.

Некоторые авометры имеют один предел измерения больших емкостей; фарадометр обычно выполняется по последовательной схеме (рис. 11-3) с питанием от сети переменного тока.

При необходимости измерения абсолютного уровня передачи по напряжению шкала вольтметра переменного тока авометра дополняется градуировкой, выполненной в децибелах (см. § 4-6).

Рассмотренные схемы авометров и их отдельных узлов далеко не исчерпывают всего разнообразия схемных и конструктивных решений, воплощенных в конкретных приборах [1].

20-5. ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКТИВНОГО ВЫПОЛНЕНИЯ, РЕГУЛИРОВКИ И ЭКСПЛУАТАЦИИ АВОМЕТРОВ

Основные принципы управления и конструктивного оформления авометра определяются его принципиальной схемой. Примером могут служить приведенные на рис. 20-8 два варианта лицевой панели авометра, работающего по схеме на рис. 20-3. Общими элементами обеих панелей являются измеритель, ручка регулятора нуля омметра и ручка переключателя видов измерений. Но в приборе (рис. 20-8, *а*) выбор пределов измерения производится с помощью переключателя на 16 положений, а измеряемые величины подводятся к общим входным зажимам; в авометре (рис. 20-8, *б*) для этих целей используются 17 гнезд, из которых одно является общим при всех измерениях. Второй вариант прибора более прост и надежен в работе, но уступает первому по удобству управления.

Органы управления авометра следует размещать равномерно по всей площади лицевой панели и по возможности симметрично относительно вертикальной оси. Для упрощения пользования прибором органы управления размещают группами в соответствии с их назначением.

При монтаже детали авометра жестко закрепляют, чтобы исключить возможность соприкосновения их при кратковременных сильных ударах или длительных сотрясениях прибора. Все соединения должны быть выполнены изолированным проводом.

Для размещения элементов питания омметра в ящике авометра нужно предусмотреть специальный отсек, отделенный глухой перегородкой от остальной части прибора. Необходимо обратить серьезное внимание на создание хороших контактов с полюсами источников питания. Для подключения внешней высоковольтной батареи, если она требуется, на передней панели или боковой стенке авометра устанавливают зажимы; при отсутствии зажимов внешнюю батарею включают последовательно с измеряемым резистором при работе на соответствующем пределе омметра.

Надежность работы авометра существенно зависит от качества примененных в нем деталей. Авометр содержит большое количество резисторов, которые должны иметь определенные, устойчивые во времени и мало зависящие от условий эксплуатации сопротивления. Там, где возможно, следует применять проволочные манганиновые или константановые резисторы; из непроволочных резисторов наиболее стабильными являются прецизионные резисторы типов МЛП, КВМ и УЛИ (см. § 3-2).

---

[1] «Радио», 54—2—40, 57—3—57, 58—10—30, 58—10—35, 59—8—54, 60—12—47, 62—9—61, 63—8—36, 65—6—53.

Регулировка авометра заключается в такой подгонке сопротивлений шунтирующих и добавочных резисторов, которая обеспечивает получение заданных пределов измерения. Прежде всего подгоняют те элементы, которые являются общими при различных видах измерений. В схеме на рис. 20-3 такими общими элементами служат резисторы универсального шунта $R_ш$. Поэтому регулировку авометра начинают с регулировки схемы миллиамперметра. Затем подгоняют добавочные резисторы вольтметров постоянного и переменного тока и омметра. Резисторы универсального шунта, служащие для

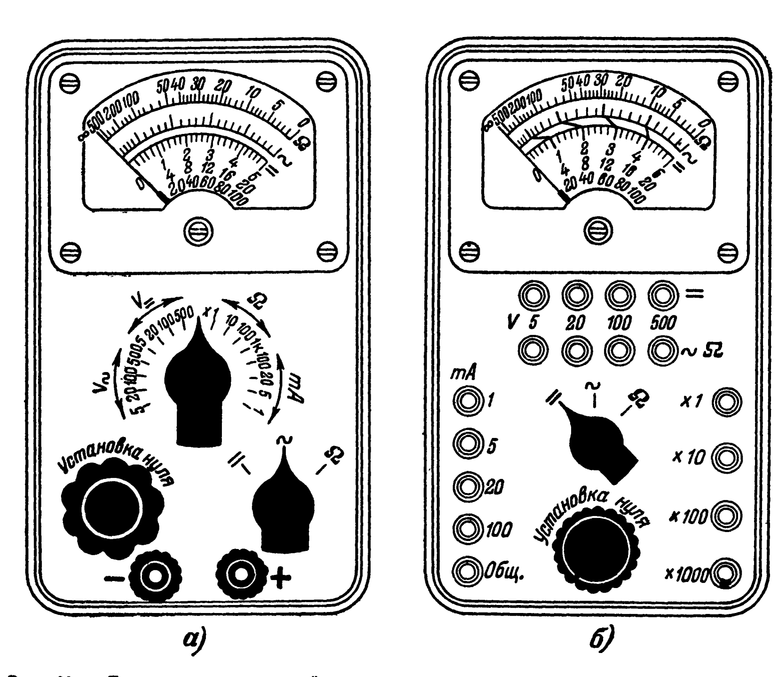


Рис. 20-8. Два варианта лицевой панели авометра.

создания нужных отводов схемы омметра, в подгонке не нуждаются и берутся расчетной величины.

Градуировка отдельных схем измерения проводится обычными методами. При выполнении шкал приходится учитывать, что переходной коэффициент N в схемах вольтметров и миллиамперметров непостоянен и имеет несколько значений, например *2*, *4*, *5*; в этом случае под или над делениями шкалы помещают несколько рядов чисел. Для отсчета используют тот ряд, наибольшее числовое значение которого равно предельному значению измеряемой величины или отличается от него в целое число раз, кратное 10. Например, при измерении постоянных напряжений на пределе 500 *в* цена делений шкалы с отметкой «=» определяется рядом чисел с максимальным значением 5, умножаемым на 100.

В общем случае шкала переменных напряжений «~» не совпадает со шкалой постоянных напряжений (токов) «=». Но при одинаковых предельных значениях обеих шкал равным числовым значениям измеряемых переменных и постоянных величин соответствуют деления, смещенные друг относительно друга на небольшое расстояние. Это позволяет использовать одни и те же ряды чисел как для отсчета постоянных токов и напряжений по шкале «=», так и для отсчета переменных напряжений по шкале «~» (рис. 20-8, *а*). Соответствующие деления обеих шкал иногда соединяют тонкими линиями (рис. 20-8, *б*).

Для соединения авометра с исследуемой цепью или деталью изготовляют два соединительных проводника длиной порядка 1 *м* из гибкого хорошо изолированного провода диаметром 1—2,5 *мм*. Желательно, чтобы изоляция проводников была различного цвета, например, черная или синяя для проводника, подключаемого к общему зажиму или гнезду (общий минус авометра), и белая или красная для второго проводника. На одном конце соединительные проводники снабжаются плоскими наконечниками или однополюсными штепселями (вилками, штеккерами) для подключения к входным зажимам или гнездам авометра. Вторые концы проводников обычно заделывают в щупы, которые представляют собой заостренные на конце медные или латунные стержни диаметром до 5 *мм* и длиной до 15 *см*. Для удобства пользования щупами на стержни надевают изоляционные втулки или трубки, оставляющие открытыми заостренные концы стержней длиной до 2 *см*. Щупы служат для кратковременного подключения авометра к исследуемой цепи, например при замере напряжения или сопротивления. При измерении тока или длительном включении авометра в исследуемую цепь удобнее пользоваться съемными зажимами типа «крокодил», которые надеваются непосредственно на выступающие концы стержней щупа.

При эксплуатации авометра необходимо принимать меры, предотвращающие возможность повреждения прибора и в первую очередь его основной части — измерителя. Перед началом измерений необходимо убедиться в правильности подключения соединительных проводников и установки переключателей. При измерении напряжений и токов первоначально устанавливают наибольший предел измерения, а затем постепенно переходят к нужному пределу. При измерениях в высоковольтных цепях радиоустройств должны соблюдаться правила техники безопасности (§ 1-7). Следует избегать переключения пределов измерения под током во избежание обгорания контактов переключателей или гнезд. Измерение сопротивлений можно проводить лишь в обесточенных цепях. В некоторых приборах последовательно с измерителем включают плавкий предохранитель на несколько миллиампер; иногда при измерении токов измеритель включают в схему измерений нажатием кнопки. Нужно всегда помнить, что при выходе измерителя из строя авометр трудно восстановить.

20-6. ТРАНЗИСТОРНЫЕ АВОМЕТРЫ

В транзисторных авометрах измеритель магнитоэлектрической системы включается на выходе транзисторного усилителя постоянного тока; совместно они образуют измерительный блок авометра, который представляет собой электронный микроамперметр с током

полного отклонения порядка единиц или десятка микроампер (см. § 2-6 и 3-12). Благодаря высокой чувствительности измерительного блока авометр становится пригодным для измерения весьма малых токов (примерно от 1 *мка*) и очень больших сопротивлений (до десятков мегом при низковольтном источнике питания омметра), а относительное входное сопротивление вольтметра авометра возрастает до сотен килоом на 1 *в* *.

Основным параметром, характеризующим измерительный блок, является его коэффициент усиления по току β; при выбранном измерителе он определяет в соответствии с формулой (2-11) предельную величину входного тока $I_п$, приводящую к отклонению стрелки измерителя на всю шкалу. С целью обеспечения стабильности работы авометра и линейности шкалы коэффициент усиления β измерительного блока должен иметь строго определенное значение, сохраняющееся неизменным при колебаниях напряжения источника питания и температуры, а также при изменении величины входного тока.

Наилучшим образом этим требованиям удовлетворяют двухтактные мостовые схемы усилителей, выполненные на двух транзисторах. Один усилительный каскад обеспечивает усиление по току в 15—30 раз, что оказывается вполне достаточным при использовании в авометре измерителя с током полного отклонения $I_и$ до 100—200 *мка*. При малочувствительном измерителе необходимо применять в измерительном блоке по крайней мере два каскада усиления.

Высокой устойчивостью параметров характеризуются измерительные блоки с усилителями, работающими по схеме эмиттерного повторителя (рис. 3-15). Однако такие блоки обладают большим входным сопротивлением (порядка сотен или десятков килоом), что является нежелательным при измерении токов, так как приводит к значительному падению напряжения на приборе. Поэтому в авометрах с измерительными блоками указанного выше типа измерение токов обычно производят по схемам § 2-4, построенным непосредственно на измерителе авометра, без использования блока. При этом наименьший предел измерения токов ограничивается значением тока $I_и$ измерителя.

Принципы построения схем транзисторных авометров рассмотрим на примере прибора, принципиальная схема которого приведена на рис. 20-9, а частные схемы отдельных видов измерений — на рис. 20-10. Измерительный блок авометра выполнен по двухтактной мостовой схеме с общим эмиттером на транзисторах П13, обеспечивающих устойчивую работу усилителя при напряжении питания 1—1,5 *в*. Эта схема несколько уступает схеме на рис. 3-15 в отношении стабильности параметров, но в то же время характеризуется малым входным сопротивлением (порядка сотен или тысяч *ом*), что позволяет существенно уменьшить падение напряжения на авометре при измерении токов.

Перед началом любых измерений измерительный блок должен быть приведен в состояние равновесия, которое характеризуется отсутствием тока через измеритель *И*. Уравновешивание блока производится при разомкнутых входных зажимах потенциометром R_{23} (рис. 20-9), который обычно совмещается с выключателем питания *Вк*.

---

* «Радио», 57—5—46, 59—8—12, 59—10—55, 62—4—32, 64—9—41, 64—10—45.

Транзисторы, используемые в приборе, необходимо подбирать идентичными по параметрам и характеристикам. Тогда изменение температуры или напряжения питания вызовет примерно одинаковое изменение сопротивлений $R_{э.к}$ участков эмиттер — коллектор обоих транзисторов, благодаря чему равновесие моста будет сохраняться.

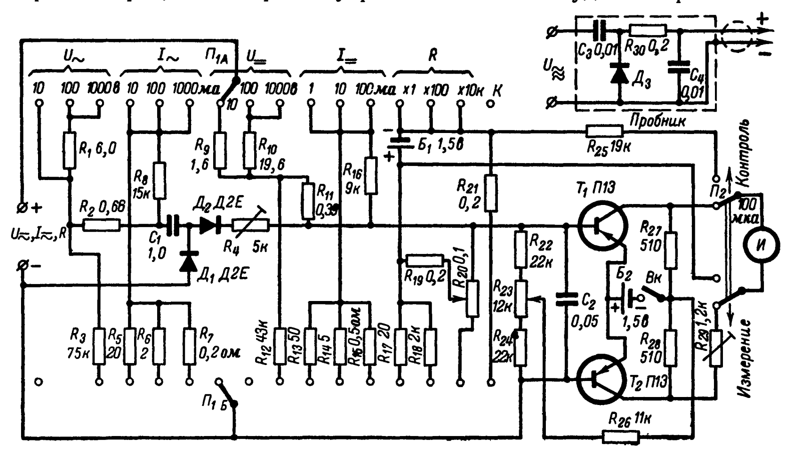


Рис. 20-9. Схема транзисторного авометра.

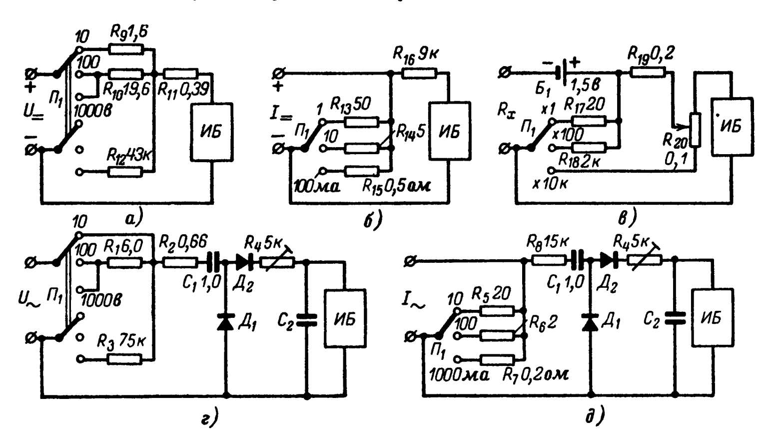


Рис. 20-10. Частные схемы измерений транзисторного авометра.

При возникновении тока во входной цепи измерительного блока сопротивление $R_{э.к}$ одного из транзисторов увеличится, а другого — уменьшится, что приведет к нарушению равновесия моста и отклонению стрелки измерителя, пропорциональному величине входного тока. Для повышения устойчивости работы измерительного блока и улучшения линейности шкал измерителя можно ввести отрица-

тельную обратную связь по току включением в эмиттерные цепи транзисторов резисторов сопротивлением порядка сотен ом; однако при этом чувствительность измерительного блока понизится.

При указанных на схеме данных ток полного отклонения измерителя $I_п$, отнесенный ко входу измерительного блока, при изменении напряжения питания в пределах 1,5—1 *в* оказывается не более 5 *мка*. При любом напряжении питания этот ток приводится к номиналу 5 *мка* с помощью подстроечного резистора R_{29}.

Схема авометра (рис. 20-9) характеризуется простой системой управления: выбор видов работы и пределов измерений осуществляется с помощью одного двухсекционного 16-контактного переключателя $П_1$; при этом каждому виду измерения соответствуют три предела измерения. При наличии переключателя с бо́льшим количеством контактов число пределов измерения может быть увеличено.

Измерение авометром постоянных напряжений производится тем же методом, что и в вольтметрах магнитоэлектрической системы. Расширение пределов измерения достигается включением последовательно с измерительным блоком ИБ добавочных резисторов (рис. 20-10, *а*). Расчет схемы вольтметра производится по формулам § 3-2 и 3-3, в которые вместо тока $I_и$ следует подставлять ток $I_п$; при этом сопротивлением $R_и$ (здесь ему эквивалентно входное сопротивление измерительного блока) можно пренебречь. Высокая чувствительность измерительного блока обеспечивает относительное входное сопротивление схемы вольтметра постоянного тока $1/I_п = 200$ *ком/в*. Уже на пределе 100 *в* входное сопротивление вольтметра примерно равное $R_{10} + R_{11}$, достигает 20 *Мом*. Дальнейшее повышение его не имеет практического смысла из-за влияния сопротивления изоляции прибора, а также трудности точного подбора высокоомных добавочных резисторов требуемых сопротивлений. Поэтому на высоковольтных пределах используют один и тот же добавочный резистор R_{10}, а для расширения предела измерения параллельно измерительному блоку и резистору R_{11} включают шунтирующий резистор R_{12}; сопротивление последнего выбирают по формуле

$$R_{12} = \frac{R_{11}}{N - 1}, \qquad (20\text{-}4)$$

где N — переходный коэффициент от предела 100 *в* к новому пределу измерения напряжения. Другим возможным способом получения высоковольтных пределов без повышения величины входного сопротивления является понижение чувствительности измерительного блока, например посредством шунтирования измерителя *И* резистором, увеличивающим токи полного отклонения $I_и$ и $I_п$ в 10 раз.

Измерение авометром переменных напряжений производится теми же методами, что и в вольтметрах выпрямительной системы (см. § 4-4). При включении измерительного блока в качестве нагрузки однополупериодного выпрямителя, собранного на точечных германиевых диодах $Д_1$ и $Д_2$ (рис. 20-10, *г*), чувствительность авометра по отношению к действующему значению переменного тока ухудшается примерно в 2,5 раза по сравнению с чувствительностью к постоянному току. С помощью подстроечного резистора R_4 ток полного отклонения приводится к номиналу 15 *мка*, что обеспечивает входное сопротивление схемы вольтметра переменного тока порядка 67 *ком/в*. Расширение пределов измерения осуществляется так же,

как и в схеме вольтметра постоянного тока. Для устранения воздействия на прибор постоянных составляющих исследуемых напряжений служит разделительный конденсатор C_1, который должен иметь рабочее напряжение не менее 1 000 *в*. Следует отметить, что в схеме авометра последовательно соединенные диоды $Д_1$ и $Д_2$ постоянно включены параллельно входу измерительного блока, но так как обратное сопротивление диодов очень велико, то их влияние при измерениях на постоянном токе пренебрежимо мало.

Транзисторный усилитель измерительного блока может работать и как усилитель переменного тока. Поэтому возможно включение выпрямителя не на входе, а на выходе транзисторного усилителя с нагрузкой его непосредственно на измеритель *И*. Тогда при переходе от измерений на постоянном токе к измерениям на переменном токе одновременно с переключением измерителя можно так изменять его чувствительность, что при обоих родах тока окажется возможным использовать общие добавочные резисторы и шунты. Недостатком данного способа является усложнение схемы управления прибором.

Схема вольтметра (рис. 20-10, *г*) мало пригодна для измерения напряжений высоких частот из-за влияния монтажных емкостей ее левой части, включенной параллельно диоду $Д_1$. Измерение напряжений на частотах от десятков килогерц и выше (до десятков мегагерц) рационально производить способом, применяемым в высокочастотных ламповых вольтметрах (§ 5-3): при помощи высокочастотного выносного диодного пробника, выполняемого по схеме, приведенной в правой верхней части рис. 20-9. Пробник присоединяется гибким экранированным кабелем к входным зажимам авометра, включенного по схеме вольтметра постоянного тока. Отсчет, производимый по шкалам постоянных напряжений, пересчитывается в действующее значение измеряемого высокочастотного напряжения при помощи градуировочных графиков или таблиц. Предельная величина измеряемого напряжения ограничивается максимально допустимым обратным напряжением диода $Д_3$ в соответствии с формулой (4-9); например, при использовании диода Д2Ж с $U_{доп} = 150$ *в* она может достигать 60 *в*.

Измерение авометром токов производится методом измерения падения напряжения на образцовом резисторе, включаемом в цепь тока. При измерении постоянных токов (схема на рис. 20-10, *б*) в качестве образцовых используются резисторы $R_{13} \div R_{15}$, а подбором сопротивления резистора R_{16} предел измерения вольтметра постоянного тока приводится к 0,05 *в*. При измерении переменных токов (рис. 20-10, *д*) образцовыми являются резисторы R_5 — R_7, а подбором сопротивления резистора R_8 предел измерения вольтметра переменного тока приводится к 0,2 *в* (меньшее падение напряжения на вольтметре нежелательно из-за усиления нелинейного характера шкалы). По сравнению с обычными схемами миллиамперметров магнитоэлектрической и выпрямительной систем при использовании авометра падение напряжения на измерительной схеме уменьшается в несколько раз. Исходя из практических соображений, часто не используют возможности авометров в отношении измерения очень малых токов и выбирают наименьший предел измерения по току порядка 1—10 *ма*.

Измерение авометром электрических сопротивлений производится способом электронного омметра (§ 10-8, рис. 10-15) посредством

сравнения падений напряжений, создаваемых на образцовом резисторе током источника при отсутствии и последовательном включении в цепь измеряемого резистора R_x. В рассматриваемой схеме (рис. 20-10, *в*) образцовыми являются резисторы R_{17} и R_{18}, сопротивление которых определяет отсчет, соответствующий середине шкалы омметра. Учитывая возможность изменения напряжения элемента $Б_1$ в пределах 1,5—1 *в*, падение напряжения на образцовом резисторе измеряется вольтметром постоянного тока с переменным пределом 1,5—1 *в*, состоящим из резисторов R_{19} и R_{20} и измерительного блока. Переменный резистор R_{20} используется для начальной установки стрелки измерителя в крайнее правое положение (на нуль шкалы омметра), которая производится при коротком замыкании входных зажимов и дополняет установку потенциометром R_{23} стрелки измерителя *И* в крайнее левое положение (на нуль вольтметра), выполняемую при всех видах измерений.

Так как на пределах «×1» и «×100» (желательно ввести и промежуточный предел «×10») сопротивление цепи вольтметра во много раз больше сопротивления образцового резистора, то регулировка нуля омметра практически не влияет на точность измерений. Наибольший предел измерения («×10к») получается при использовании в качестве образцового добавочного резистора R_{19} в цепи вольтметра. При этом переменный резистор R_{20} с целью уменьшения его влияния на величину общего сопротивления цепи вольтметра включается параллельно измерительному блоку и действует как универсальный шунт. Дополнительная погрешность измерения на данном пределе оказывается все же выше, чем на других пределах. Наилучшим способом устранения этой погрешности явилось бы включение реостата установки нуля последовательно или параллельно с измерителем *И*, что вызовет, однако, усложнение схемы коммутации прибора. При условии повышения напряжения источника питания до 10—15 *в* можно получить предел измерения омметра с входным сопротивлением порядка 2—3 *Мом*.

Изменение в процессе эксплуатации напряжения батареи $Б_2$, питающей измерительный блок, может привести к появлению дополнительной погрешности измерений, не имеющей места в обычных авометрах. Для ее устранения во многих транзисторных авометрах предусматривают возможность калибровки измерительного блока. В схеме на рис. 20-9 калибровка осуществляется при установке переключателя $П_1$ в положение *К* и полном выводе сопротивления реостата R_{20}. Нажимной или кнопочный переключатель $П_2$ переводится в положение *Контроль*. При этом измеритель *И* отключается от измерительного блока и совместно с добавочным резистором R_{25} образует образцовый вольтметр магнитоэлектрической системы с пределом измерения 2 *в*, измеряющий напряжение на зажимах батареи питания омметра $Б_1$. При возврате переключателя $П_2$ в положение *Измерение* то же напряжение измеряется транзисторным вольтметром с пределом 2 *в*, образованным измерительным блоком и добавочными резисторами R_{19} и R_{21}. Показания измерителя в обоих случаях должны быть одинаковыми, что достигается регулировкой подстроечного резистора R_{29}.

При конструктивной разработке транзисторного авометра желательно предусмотреть, чтобы при повороте по часовой стрелке ручки переключателя $П_1$ виды измерений менялись в следующем порядке: $R - U_{=} - U_{\sim} - I_{\sim} - I_{=}$. Тогда левой части шкалы пере-

ключателя $П_1$ будут соответствовать наиболее часто требуемые виды измерений.

Порядок работы с транзисторными авометрами существенно не отличается от порядка работы с обычными авометрами. Следует лишь не забывать производить начальную установку нуля и выключать питание по окончании работы с авометром.

20-7. ЛАМПОВЫЕ АВОМЕТРЫ

Ламповый авометр представляет собой комбинированный измерительный прибор, созданный на базе универсального лампового вольтметра (см. § 5-5) *. Блок-схема типового лампового авометра (без элементов коммутации и питания) представлена на рис. 20-11. Основой авометра является измерительный блок — однопредельный

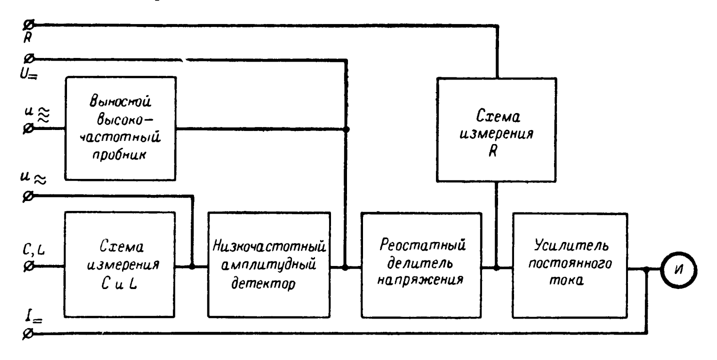


Рис. 20-11. Блок-схема лампового авометра.

ламповый вольтметр постоянного напряжения с пределом измерения 1—5 *в*, сотоящий из усилителя постоянного тока и чувствительного измерителя магнитоэлектрической системы *И*.

Усилитель постоянного тока обычно работает по балансной (мостовой) схеме, выполняемой на двойном триоде, например типа 6Н1П, с глубокой отрицательной обратной связью по току, достигаемой посредством включения нагрузочных резисторов в цепи катодов ламп (см. § 3-8, рис. 3-10); такая схема обеспечивает очень высокое входное сопротивление, линейную зависимость между отклонением стрелки измерителя и величиной входного напряжения и малое влияние колебаний напряжения питающей сети на показания измерителя. Перед началом любых измерений производится установка нуля измерителя путем уравновешивания мостовой схемы изменением сопротивления одного из ее плеч.

Для расширения и изменения пределов измерения *постоянных напряжений* применяется входной высокоомный делитель напряжения (§ 3-10). Иногда предусматривают возможность изменения полярности включения измерителя, что позволяет измерять напряжения различной полярности, не меняя положения измерительных щупов.

* «Радио», 53—10—60, 56—10—49, 59—2—61, 58—5—46, 58—6—33, 58—9—40, 59—1—61, 59—3—47, 60—5—49, 64—3—62, 65—1—48, 65—6—63, 66—4—48.

При необходимости измерения напряжений, полярность которых в ходе испытания может изменяться (например, при налаживании частотного детектора ЧМ приемника), допустимо стрелку измерителя вместо установки на нуль устанавливать посредине шкалы.

При измерении *переменных напряжений* образуется схема многопредельного электронного вольтметра типа «детектор-усилитель» (§ 5-3). При этом делитель напряжения является нагрузкой входного амплитудного детектора, который обычно выполняется по схеме пробника, показанной в верхней правой части рис. 20-9. Для измерения в широких пределах напряжений низких частот желательно в амплитудном детекторе использовать ламповый диод с высоким допустимым обратным напряжением при емкости разделительного конденсатора (C_3) порядка сотых долей микрофарады (§ 4-4). При измерении напряжений высоких частот амплитудный детектор желательно помещать в выносной пробник, что удобнее при использовании полупроводникового точечного диода, который к тому же обладает весьма малой входной емкостью; кроме того, емкость разделительного конденсатора необходимо уменьшить до тысяч пикофарад с целью ограничения индуктивного сопротивления конденсатора и величины зарядного тока. Поэтому в авометрах часто применяют два входных амплитудных детектора: один — внутренний низкочастотный, а второй — высокочастотный в виде выносного пробника Верхний предел измерения с пробником ограничивается напряжениями порядка 100 *в*; его можно расширить при последовательном включении нескольких диодов.

При низкой чувствительности измерителя *И* или необходимости измерения малых постоянных напряжений перед балансным усилителем ставят каскад предварительного усиления постоянного напряжения Если требуется измерение малых переменных напряжений, например напряжения шумов, то предварительный усилитель устанавливают перед низкочастотным амплитудным детектором. Каскады предварительного усиления часто выполняются на одном из триодов лампы 6Н2П, а второй триод этой лампы используют в диодном включении для однополупериодного выпрямления переменного напряжения в схеме анодного питания. При отсутствии предварительного усилителя схему выпрямителя часто строят на одном из диодов лампы 6Х2П, второй диод которой включается в амплитудный детектор.

При измерении *сопротивлений* авометр работает как электронный омметр с очень широкими пределами измерения (§ 10-8). Для питания схемы измерений используется батарея из двух-трех гальванических элементов либо специальный низковольтный выпрямитель с выходным напряжением, примерно равным напряжению полного отклонения измерительного блока. В зависимости от выбранного варианта схемы перед началом измерений производится установка стрелки измерителя на отметках «0» или «∞» по шкале омметра.

Ламповый авометр может работать как фарадометр с последовательной (при измерении малых емкостей) или параллельной (при измерении больших емкостей) схемой (§ 11-3). Эталонными элементами схемы обычно являются резисторы. Питание фарадометра производится переменным напряжением от одной из обмоток силового трансформатора, а в качестве индикатора используется вольтметр переменного напряжения на одном из его пределов. Тот же фарадометр может быть применен и для измерения индуктивностей, ма-

лых при параллельной схеме измерения и больших при последовательной схеме. В зависимости от выбранной схемы измерений и режима ее работы отсчет измеряемых емкостей и индуктивностей производится по равномерным шкалам вольтметров, по шкале омметра либо по специально составленным графикам или таблицам.

При измерении постоянных токов измеритель авометра отключается от измерительного блока и используется совместно с шунтами как обычный многопредельный миллиамперметр.

ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ПЕРВАЯ

ГЕТЕРОДИННЫЕ ИНДИКАТОРЫ РЕЗОНАНСА

21-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Гетеродинный индикатор резонанса (ГИР) — простейший высокочастотный универсальный прибор, позволяющий производить самые разнообразные измерения, основанные на использовании явления резонанса. Он находит широкое применение при испытании и налаживании радиовещательных и телевизионных приемников, радиопередатчиков, антенных устройств, выполняя функции частотомера, источника радиосигналов, индикатора напряженности поля, монитора и др. С помощью ГИР можно измерять параметры высокочастотных цепей и радиодеталей: сосредоточенные и распределенные емкости и индуктивности, собственные резонансные частоты, волновые сопротивления линий передачи.

Основой ГИР является гетеродин — маломощный генератор, работающий в широком диапазоне радиочастот и настраиваемый в резонанс с частотой исследуемой цепи. В зависимости от используемого в гетеродине электронного прибора ГИР разделяются на ламповые и транзисторные. В качестве индикаторов резонанса в ГИР применяются стрелочные измерители магнитоэлектрической системы или электронносветовые индикаторы.

ГИР иногда совмещаются (на базе использования общего измерителя) с другими измерительными приборами типа авометра или электронного вольтметра[1].

21-2. ГЕТЕРОДИННЫЕ ИНДИКАТОРЫ РЕЗОНАНСА НА ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМПАХ

Ламповый ГИР представляет собой маломощный генератор (гетеродин) на высокочастотном триоде, выполненный по трехточечной схеме самовозбуждения с емкостной или автотрансформаторной обратной связью[2].

Схема с емкостной обратной связью (рис. 21-1) хорошо возбуждается на частотах до сотен мегагерц, поэтому ее применяют в генераторах колебаний ультракоротковолнового и коротковолнового

---

[1] «Радио», 58—10—48, 63—9—57.
[2] «Радио», 55—10—52, 56—12—53, 58—8—50, 58—12—56.

диапазонов. Для перекрытия требуемого диапазона рабочих частот ГИР снабжается комплектом сменных или переключаемых катушек индуктивности L. Плавное изменение частоты настройки контура обычно осуществляют с помощью сдвоенного блока переменных конденсаторов C_1, C_2 (с максимальной емкостью каждой секции 50—100 *пф*) или дифференциального конденсатора, ротор которого зазем-

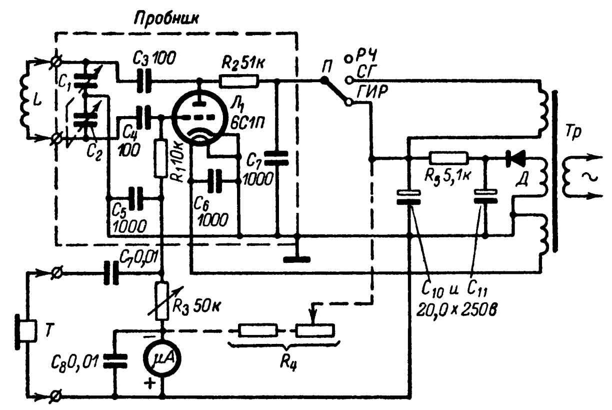


Рис. 21-1. Схема лампового ГИР с емкостной обратной связью и стрелочным индикатором.

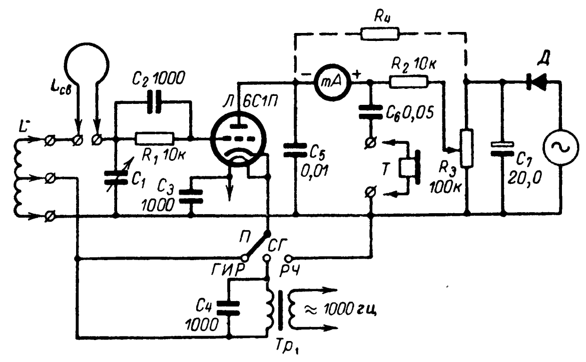


Рис. 21-2. Схема лампового ГИР с автотрансформаторной обратной связью и стрелочным индикатором.

ляют. Шкала блока конденсаторов градуируется в значениях резонансных частот непосредственно или с помощью графиков и таблиц.

Схема с автотрансформаторной обратной связью (рис. 21-2) применяется в гетеродинах, работающих в диапазонах длинных, средних и коротких волн. Для плавного изменения частоты настройки контура здесь используют одинарный переменный конденсатор C_1 (с максимальной емкостью 200—300 *пф*).

Особенности устройства и применения гетеродинных индикаторов резонанса рассмотрим на примере приборов, схемы которых приведены на рис. 21-1 и 21-2.

О наличии колебаний в контуре *LC* и величине их в ГИР судят по показаниям стрелочного индикатора — микроамперметра *μA* на 100—500 *мка* (рис. 21-1) или миллиамперметра *mA* на 3—10 *ма* (рис. 21-2), включаемых соответственно в цепи постоянных составляющих сеточного или анодного токов. При необходимости регулировки чувствительности прибора включают резистор переменного сопротивления в цепь катода или анода лампы параллельно либо последовательно с индикатором или изменяют напряжение анодного питания. Для этой цели в рассматриваемых схемах служит резистор R_3.

При отсутствии связи ГИР с исследуемой цепью через его индикатор протекает начальный ток; наличие последнего снижает точность измерений, так как не позволяет полностью использовать шкалу индикатора и создает необходимость применения индикатора пониженной чувствительности. В некоторых приборах индикатор включают по компенсационной схеме, позволяющей перед началом измерений производить установку его стрелки на нуль шкалы. В рассматриваемых схемах установку нуля можно осуществить с помощью того же резистора R_3 при добавлении цепи, показанной пунктиром, или посредством включенного в эту цепь резистора R_4; при этом в схеме (рис. 21-1) потребуется изменить на обратную относительно обозначенной полярность включения измерителя в сеточную цепь лампы Необходимая величина резистора R_4 зависит от чувствительности индикатора и подбирается опытным путем.

Питание лампового ГИР производят от сети переменного тока через маломощный силовой трансформатор и простейший однополупериодный выпрямитель с однозвенным фильтром или даже фильтрующим конденсатором. Если в ГИР применить двойной триод, то один из его триодов может работать в схеме генератора, а другой — в схеме выпрямителя. Переносные ГИР иногда изготовляют с батарейным питанием на лампе 2П1П в триодном включении. Питание ГИР можно производить и от исследуемого приемника через переходную колодку, включаемую в панельку выходной лампы.

При измерениях контур ГИР и исследуемую цепь связывают индуктивно (посредством их сближения) до получения необходимого уровня индуцированного сигнала. Для облегчения этой задачи высокочастотную часть ГИР выполняют в виде выносного экранированного пробника, связанного гибким кабелем с блоком индикатора и питания (рис. 21-1), или используют выносную катушку связи $L_{св}$, соединяемую последовательно с катушкой контура *L* (рис. 21-2). Катушки связи, включаемые при работе в диапазонах длинных и средних волн, содержат 10—30 витков провода, а при работе в диапазонах коротких волн и УКВ — 1—3 витка.

Градуировку ГИР по частоте производят обычными методами с помощью резонансного или гетеродинного частотомера.

21-3. НЕКОТОРЫЕ ПРИМЕНЕНИЯ ГЕТЕРОДИННЫХ ИНДИКАТОРОВ РЕЗОНАНСА

В гетеродинных индикаторах резонанса обычно предусматривается возможность работы в трех основных режимах, которым на

схемах (рис. 21-1 и 21-2) соответствуют три положения переключателя *П*: *ГИР*, *СГ* и *РЧ*.

При установке переключателя в положение *ГИР* прибор работает как *генератор незатухающих колебаний* высокой частоты (гетеродин) и может быть применен для измерения методом реакции (поглощения, абсорбции) собственных частот f_0 неэкранированных колебательных контуров, дросселей, фильтров, антенн и других устройств. Контур ГИР индуктивно связывают с исследуемой цепью, находящейся в обесточенном состоянии, и изменением его настройки добиваются резонанса с частотой f_0. При резонансе исследуемая цепь отсасывает из контура ГИР значительную энергию, что обнаруживается по резкому уменьшению показаний индикатора при включении его в цепи сетки и увеличению их при включении индикатора в цепь анода. Частота f_0 отсчитывается по шкале частот ГИР. Если исследуемая цепь имеет несколько резонансных настроек, например на частотах последовательного и параллельного резонансов, то все они могут быть обнаружены при последовательном изменении частоты ГИР. При компенсационной схеме включения индикатора его показания при резонансе возрастают независимо от цепи, в которую он включен. Если порядок измеряемой частоты f_0 неизвестен, то для достижения резонанса может потребоваться неоднократное повторение процесса настройки ГИР при различных катушках индуктивности.

При точной настройке в резонанс связь ГИР с исследуемой цепью следует устанавливать по возможности слабой; в случае очень сильной связи может возникнуть явление затягивания, при котором исследуемый контур, особенно если он обладает высокой добротностью, навязывает свою собственную частоту f_0 ГИР на некотором участке частот настройки последнего. В результате при изменении настройки ГИР вблизи резонансной частоты показания его индикатора изменяться не будут. При измерениях катушку связи ГИР не следует размещать вблизи экранов и других металлических частей аппаратуры, под влиянием которых частота настройка ГИР может существенно измениться.

ГИР можно применить для измерения методом поглощения индуктивностей L_x и емкостей C_x (см. § 11-8). При этом контур ГИР индуктивно связывают со специальным измерительным контуром L_xC_0 или L_0C_x, где L_0 и C_0 — образцовые индуктивность и емкость, и указанным выше способом определяют собственную частоту f_0 этого контура. Искомые величины L_x и C_x рассчитываются по формулам (12-10) и (11-32). Измерения можно проводить также методом замещения в соответствии со схемой на рис. 11-13.

ГИР может быть применен для обнаружения короткозамкнутых витков и замыканий в катушках индуктивности, колебательных контурах или в цепях, параллельных им. Приближение к такому контуру катушки связи ГИР приводит к резкому изменению показаний его индикатора независимо от частоты настройки прибора.

ГИР можно использовать для измерения методом нулевых биений частоты маломощных генераторов (§ 16-5). Для этого к сеточной или анодной цепи ГИР подключают телефоны *Т*, в которых благодаря детекторным свойствам лампы *Л* прослушивается тон разностной частоты биений между колебаниями ГИР и исследуемыми колебаниями, наводимыми в его контуре. Недостатком данного способа являются возможность ошибки в определении частоты из-за прослуши-

вания биений на гармониках ГИР, а также возникновение явления затягивания при связи с достаточно мощными источниками колебаний.

При установке переключателя *П* в положение *СГ* происходит модуляция высокочастотных колебаний ГИР, что позволяет использовать его в качестве *сигнал-генератора* для покаскадной проверки приемников и настройки их контуров. В простейшем случае модуляция производится напряжением частотой 50 *гц*, снимаемым с одной из обмоток силового трансформатора *Тр* и вводимым в анодную цепь вместо выпрямленного напряжения анодного питания или последовательно с ним (рис. 21-1). Во многих приборах модуляция осуществляется с помощью внутреннего или внешнего генератора, колебания которого частотой 400—1 000 *гц* вводятся в одну из цепей лампы *Л* (рис. 21-2). В приборах, имеющих диапазон УКВ и предназначенных для испытания телевизионных приемников, часто предусматривают возможность модуляции и от источника повышенной частоты порядка 100 *кгц* (§ 9-6). Следует отметить, что в схеме (рис. 21-1) внешняя модуляция может производиться и в положении ГИР переключателя *П* напряжением, подводимым к зажимам *Т*; при этом резистор R_3 можно использовать для регулировки коэффициента модуляции.

При проверке приемника антенный вход его замыкают на корпус, а ГИР, настроенный на требуемую частоту, связывают последовательно (от выхода приемника к его входу) с контурами или сеточными цепями ламп каскадов промежуточной и высокой частот; при исправности проверяемых узлов на выходе приемника прослушивается сигнал частоты модуляции, который при резонансной настройке имеет максимальную интенсивность.

При установке переключателя *П* в положение *РЧ* колебания генератора срываются вследствие разрыва цепи анодного питания (рис. 21-1) или обратной связи (рис. 21-2) и ГИР преобразуется в *резонансный частотомер* (§16-10). Напряжение на контуре частотомера измеряется индикатором прибора, который оказывается включенным в схему амплитудного диодного вольтметра, образованного сеткой и катодом лампы *Л*, резисторами R_1 и R_3 и конденсатором C_4 (рис. 21-1), или в схему триодного вольтметра с сеточным детектированием (рис. 21-2). При этом прибор позволяет определять частоты основных, высших гармонических и паразитных колебаний, наводимых в его контуре радиопередатчиками, гетеродинами радиоприемников и другими источниками высокочастотных сигналов или помех. Резонансная настройка частотомера определяется по показаниям его индикатора, максимальным при схеме на рис. 21-1 и минимальным при схеме на рис. 21-2. Если индикатор включен по компенсационной схеме, то начальную установку его стрелки производят не на нуль шкалы, а на максимальное отклонение; тогда при воздействии исследуемого сигнала показания индикатора во всех случаях будут уменьшаться.

В режиме резонансного частотомера ГИР может быть также применен как *индикатор напряженности поля*, а при включении в его цепи телефонов *Т* — как монитор для прослушивания продетектированных колебаний передатчиков и определения качества модуляции.

Если в схеме ГИР предусмотрена плавная регулировка анодного напряжения (подобная показанной на рис. 21-2), то он может работать как резонансный частотомер и без использования специального

положения переключателя *П*. Для этого потенциометром R_3 постепенно уменьшают анодное напряжение до срыва генерации, что обнаруживается по скачкообразному возрастанию показаний индикатора при включении его в цепь анода и исчезновению их при включении индикатора в цепь сетки. Такой частотомер работает в режиме регенеративного приемника и оказывается значительно чувствительнее обычных резонансных частотомеров.

Рассмотренные примеры далеко не исчерпывают разнообразные возможности использования гетеродинных индикаторов резонанса при высокочастотных измерениях [1].

21-4. ГЕТЕРОДИННЫЕ ИНДИКАТОРЫ РЕЗОНАНСА С ЭЛЕКТРОННОСВЕТОВЫМИ ИНДИКАТОРАМИ

Настройка ГИР в резонанс с частотой исследуемой цепи фиксируется по изменению показаний его индикатора. Абсолютная величина последних несущественна, поэтому в качестве индикатора резонанса вместо стрелочного измерителя можно применить более доступный электронносветовой индикатор, например типа 6Е5С или 6Е1П *

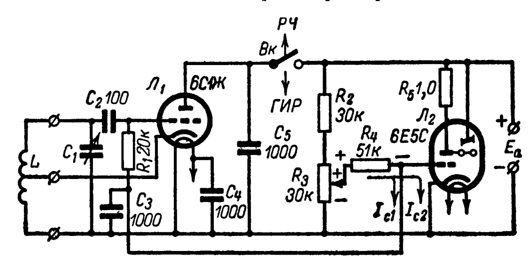


Рис. 21-3. Схема ГИР с электронносветовым индикатором.

Как известно, эти лампы представляют собой комбинацию электронного индикатора с триодом. Благодаря использованию усилительных свойств триода электронный индикатор обладает высокой чувствительностью к изменениям тока или напряжения в цепях ГИР.

Схема ГИР с электронносветовым индикатором приведена на рис 21-3. При работе в режиме гетеродина (с замкнутым выключателем *Вк*) через резистор R_4 протекают постоянные составляющие I_{c1} и I_{c2} сеточных токов ламп $Л_1$ и $Л_2$; эти токи создают на сетке триодной части лампы $Л_2$ отрицательный потенциал, сжимающий в узкую полоску темный сектор на экране индикатора. С потенциометра R_3 на ту же сетку подается положительное напряжение; перед началом измерений оно устанавливается такой величины, при которой едва начинается расширение темного сектора. При связи ГИР с исследуемым контуром и приближении к резонансу ток I_{c1} уменьшается, что приводит к повышению напряжения на сетке лампы $Л_2$; точной резонансной настройке ГИР соответствует наибольший угол раствора темного сектора.

---

[1] «Радио», 56—5—44, 58—8—52, 64—4—22.

* «Радио», 55—10—52, 56—5—44, 61—10—56, 62—5—61.

При работе в режиме резонансного частотомера (с разомкнутым выключателем *Вк*) перед началом измерений потенциометром R_3 устанавливают на сетке лампы $Л_2$ минимальный положительный потенциал, соответствующий максимальному углу раствора темного сектора на экране индикатора. При связи с исследуемым генератором появляется ток I_{01}, понижающий напряжение на сетке лампы $Л_2$. В этом случае при точной резонансной настройке прибора угол раствора темного сектора будет наименьшим.

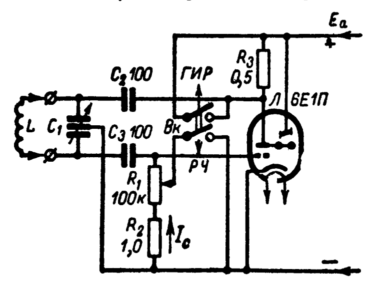


Рис. 21-4. Схема ГИР на электронносветовом индикаторе.

Простейший ГИР может быть выполнен на одном электронно-световом индикаторе в соответствии со схемой на рис. 21-4. Здесь триодная часть лампы *Л* работает в схеме гетеродина, а отрицательное напряжение на сетке, создаваемое сеточным током I_c при протекании его по резисторам R_1 и R_2, пропорционально амплитуде колебаний в контуре и управляет работой электронного индикатора. Резонансная настройка ГИР производится по расширению темного сектора на экране индикатора.

При работе в режиме резонансного частотомера (с замкнутым выключателем *Вк*) колебания гетеродина срываются. Резонансная настройка прибора на колебания исследуемых генераторов осуществляется по сужению темного сектора. Для регулировки чувствительности частотомера используется потенциометр R_1.

21-5. ГЕТЕРОДИННЫЕ ИНДИКАТОРЫ РЕЗОНАНСА НА ТРАНЗИСТОРАХ

Малогабаритные переносные ГИР с внутренними источниками питания могут быть созданы на транзисторах при использовании малогабаритных микроамперметров (например, типа М130, М132, М216 или М260) [1].

На рис. 21-5 приведена простейшая схема ГИР на одном транзисторе, устойчиво работающая на частотах от одного до нескольких десятков мегагерц (при условии правильного подбора емкости конденсатора обратной связи C_4). При замкнутом выключателе *Вк* прибор работает в режиме гетеродина. Частотные поддиапазоны определяются установкой переключателя *П*, замыкающего часть витков контурной катушки *L* (общее число витков достигает 50—100). Переменное напряжение на эмиттерном резисторе R_3, пропорциональное амплитуде колебаний в контуре, измеряется вольтметром, индикатором которого является микроамперметр *μА* на 50—100 *мка* (схема вольтметра может быть подсоединена и непосредственно к контуру) При разомкнутом выключателе *Вк* прибор работает в режиме резонансного частотомера. Чувствительность цепи индикатора регулируется переменным резистором R_4.

---

[1] «Радио», 61—5—49, 61—11—59, 63—1—58, 63—4—30, 65—5—62.

При малочувствительном стрелочном индикаторе последний подключают к прибору через транзисторный усилитель постоянного тока (§ 2-6). Если предполагается использование ГИР в качестве сигнал-

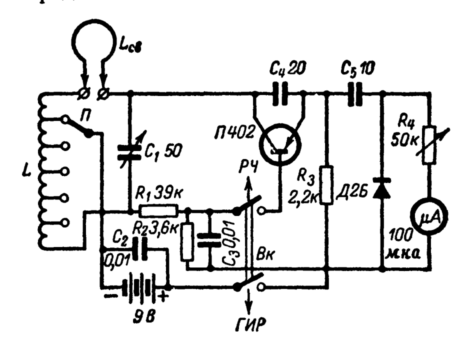


Рис. 21-5. Схема транзисторного ГИР.

генератора, то прибор дополняется низкочастотным транзисторным генератором, напряжение которого через трансформатор вводится в цепь эмиттера или коллектора.

ПРИЛОЖЕНИЯ

1. Классификация радиоизмерительных приборов

В — приборы для измерения напряжения и тока; 1 — установка для поверки вольтметров; 2 — вольтметры постоянного тока; 3 — вольтметры переменного тока; 4 — вольтметры импульсные; 5 — вольтметры фазочувствительные (вектометры); 6 — вольтметры селективные; 7 — вольтметры универсальные, вольтамперметры, вольтомметры; 8 — измерители отношения напряжений и токов; 9 — амперметры и установки для их поверки.

М — приборы для измерения мощности.

Г — генераторы измерительные; 1 — установки для поверки измерительных генераторов; 2 — генераторы шумовых (флюктуационных) сигналов; 3 — генераторы сигналов; 4 — генераторы стандартных сигналов; 5 — генераторы импульсов; 6 — генераторы сигналов специальной формы; 7 — свип-генераторы.

Е — приборы для измерения параметров элементов и цепей с сосредоточенными постоянными; 1 — установки для поверки измерителей параметров; 2 — меры активных сопротивлений; 3 — меры индуктивностей; 4 — меры емкостей; 5 — меры проводимостей; 6 — измерители сопротивлений на постоянном токе; 7 — измерители индуктивностей; 8 — измерители емкостей; 9 — измерители добротностей; 10 — измерители полных сопротивлений и проводимостей; 11 — измерители электрических и магнитных свойств материалов; 12 — измерители параметров универсальные.

Р — приборы для измерения параметров элементов и трактов с распределенными постоянными; 1 — линии измерительные; 2 — измерители коэффициента стоячей волны, коэффициента фазы; 3 — измерители полных сопротивлений и проводимостей; 4 — измерители комплексных коэффициентов передач; 5 — измерители кабельных линий; 6 — установки для поверки измерителей параметров.

Л — измерители параметров приемно-усилительных маломощных электровакуумных и полупроводниковых приборов; 1 — измерители параметров приемно-усилительных ламп; 2 — измерители параметров полупроводниковых приборов; 3 — измерители параметров электровакуумных приборов СВЧ.

С — приборы для наблюдения и исследования формы сигналов и спектра; 1 — осциллографы; 2 — измерители коэффициента амплитудной модуляции; 3 — измерители девиации частоты; 4 — анализаторы спектра; 5 — анализаторы гармоник; 6 — измерители коэффициента нелинейных искажений; 7 — установки для поверки приборов.

Х — приборы для наблюдения и исследования характеристик радиоустройств; 1 — амплитудно-частотных; 2 — переходных; 3 — фазо-частотных; 4 — амплитудных; 5 — измерители коэффициента шума; 6 — установки для поверки приборов.

Ч — **приборы для измерения частоты**; 1 — установки для поверки измерителей частоты и воспроизведения образцовых частот; 2 — частотомеры резонансные; 3 — частотомеры электронно-счетные; 4 — частотомеры гетеродинные; 5 — калибраторы и опорные генераторы кварцевые; 6 — умножители, делители, преобразователи, переносчики и синхронизаторы частот сигналов; 7 — измерители нестабильности частот, приборы для сличения частот сигналов.

Ф — **приборы для измерения сдвига фаз и времени запаздывания**; 1 — установки для поверки приборов; 2 — фазометры, 3 — фазовращатели измерительные; 4 — измерители группового времени запаздывания; 5 — измерители корреляции.

И — **приборы для импульсных измерений**; 1 — установки для поверки импульсных приборов; 2 — измерители временных интервалов; 3 — счетчики числа импульсов; 4 — анализаторы импульсов амплитудные.

У — **усилители измерительные**; 1 — усилители постоянного напряжения; 2 — усилители переменного напряжения селективные; 3 — усилители переменного напряжения широкополосные; 4 — усилители универсальные.

П — **приборы для измерения напряженности поля и радиопомех**; 1 — установки для поверки приборов; 2 — индикаторы поля; 3 — измерители напряженности поля; 4 — измерители радиопомех; 5 — приемники измерительные; 6 — антенны измерительные; 7 — приборы и установки для антенных измерений.

Д — **приборы для измерения ослаблений, аттенюаторы и делители напряжений.**

К — **аппаратура контроля радиоэлектронных устройств**; 1 — установки контроля и измерений комплексные; 2 — приборы для контроля и измерений встраиваемые; 3 — установки и приборы для записи, регистрации и анализа результатов измерений и контроля.

Б — **источники питания для измерений и измерительных приборов**; 1 — источники постоянного тока; 2 — источники переменного тока; 3 — источники постоянного и переменного тока комбинированные; 4 — источники калиброванных напряжений и токов; 5 — преобразователи напряжения и тока.

Э — **функциональные узлы и модули коаксиальных и волноводных трактов измерительных приборов.**

Я — **функциональные узлы и модули радиоизмерительных приборов**; 1 — схем и блоков автоматики: 2 — импульсных схем и блоков; 3 — приемно-усилительных схем и блоков; 4 — генераторных схем и блоков; 5 — схем и блоков питания; 6 — датчиков-преобразователей.

Условное обозначение радиоизмерительного прибора складывается из буквенного обозначения группы, номера подгруппы и порядкового номера данного прибора в своей подгруппе. Между цифрами ставится черточка (дефис). В случае модернизации или усовершенствования прибора к его условному обозначению в конце добавляются буквы: А (при первой модернизации), Б (при второй) и т. д. по порядку. Например, Г4-1А — генератор стандартных сигналов, тип 1, модернизированный.

Комбинированные приборы классифицируются по основной измеряемой или выдаваемой ими величине; для их отличия после обозначения группы ставится буква К. Например, ампервольтомметр ВК7-1 (ТТ-3) относят к группе приборов для измерения напряжения

2. Условные обозначения на шкалах стрелочных электроизмерительных приборов

Классификационный признак	Обозначение
Наименование прибора	
Амперметр	A
Миллиамперметр	mA
Микроамперметр	μA
Вольтметр	V
Ваттметр	W
Омметр	Ω
Мегомметр	MΩ
Частотомер	Hz
Фазометр	φ
Микрофарадометр	μF
Система прибора	
Магнитоэлектрическая:	
с подвижной рамкой	
с подвижным магнитом	
Электромагнитная	
Электродинамическая	
Ферродинамическая	
Электростатическая	
Вид преобразователя	
Термоэлектрический	
Фотоэлектрический	
Электронный	
Выпрямитель полупроводниковый	
Защита от внешних полей	II
Электростатический экран	II
Магнитный экран (цифра указывает категорию защищенности)	III

Классификационный признак	Обозначение
Род тока	
Постоянный	—
Переменный (однофазный)	~
Постоянный и переменный	$\overline{\sim}$
Трехфазный	≋
Класс точности (например, 1,5)	(1,5) в круге; 1,5
Рабочее положение шкалы	
Горизонтальное	→, ⊓
Вертикальное	↑, ⊥
Наклонное (например, с $\varphi = 60°$)	∠60
Испытательное напряжение изоляции прибора (например, 2 *кв*)	звезда с цифрой 2; ↯ 2kV
Условия эксплуатации	
Закрытые отапливаемые помещения (гр. А не обозначается)	
Закрытые сухие неотапливаемые помещения	треугольник с буквой Б
Полевые условия	треугольник с $В_1$
Морские условия	треугольник с $В_2$
Тропический климат	треугольник с Т

3. Малогабаритные микроамперметры магнитоэлектрической системы

Тип	Ток полного отклонения, *мка*	Внутреннее сопротивление, *ом*	Класс точности	Длина шкалы, *мм*	Вес, *кг*
М130	10 50	—	2,5	30	0,11
М132	10 25 50 100 150 200 300	—	1,5	50	0,2
М205	200	—	2,5	37	0,2
М216	50 100 200	2 000 700 700	2,5	37	0,15
М220	300 500	350 350	1,5; 2,5	37	0,2
М24	50 100 150 200 300 500	3 000 3 000; 850 850 900; 160; 80 900 500	1; 1,5: 2,5	95	0,45
М260	100 200 500 1 000	2 600 900 150 150	2,5; 4,0	37	0,16

Тип	Ток полного отклонения, *мка*	Внутреннее сопротивление, *ом*	Класс точности	Длина шкалы, *мм*	Вес, *кг*
М261	50 100	2 600 900	1,5; 2,5	50	0,2
М263	200 500	900 150	1,5; 2,5	60	0,35
М265	50 100 200 500 1 000	3 000 900 900; 150; 80 150 150	1,0; 1,5	95	0,7
М494	50 100	2 000 700	2,5	60	0,33
М49	200 300 500	700 350 350	2,5	60	0,33
М592	50 100 200 300 500	2 600 800 800 500 500	2,5	50	0,18
М598	50 100	2 600 800	2,5	50	0,18
ИТ	150	1 500	1,5	60	0,45

4. Авометры и вольтомметры

Измеряемые величины		Ток		Напряжение	
Тип прибора	Род тска	Верхние пределы измерений, *ма*	Падение напряжения, *в*	Верхние пределы измерений, *в*	Потребляемый ток, *ма*
Ц20	—	0,3—3—30—300—750	0,6	1,5—6—30—120—600	0,1
	~	—	—	7,5—30—150—600	0,5
Ц51	—	0,075—0,3—3—15—30—150—1 500 *ма*; 15 *а*[5]	0,25	3—7,5—30—75—150—300—600 *в*; 7,5 *кв*[7]	0,05
	~	3—15—30—150 *ма*—1,5—15 *а*; 30 *а*[6]	1,0; 0,1	3—7,5—30—75—150—300—600 *в*; 6 *кв*[7]	0,5
Ц52	—	0,15—3—15—60—300 *ма*—1,5 *а*; 6—30 *а*[5]	0,4; 0,075	0,075—3—7,5—15—30—150—300—600 *в*; 7,5 *кв*[7]	0,05
	~	3—15—60—300—1 500 *ма*; 6—30 *а*[6]	1,5; 0,1	3—7,5—15—30—150—300—600 *в*; 6 *кв*[7]	0,5—1
Ц55	—	0,3—3—15—60—300—1 500	0,15	0,075—3—7,5—30—150—300—600	0,01
	~	0,3—3—15—60—300—1 500	1,5	0,75—3—7,5—30—150—300—600	0,03
Ц56	—	0,3—1,5—6—15—60—150—600 *ма*—1,5—6 *а*	0,4	0,075—0,3—1,5—7,5—15—60—150—300—600	0,3—1,5

Ток и напряжение			Сопротивление; емкость; уровень передачи			Система коммутации	Габариты[3], *мм*	Вес[3], *кг*
Класс точности	Предельная частота диапазона, *гц*: номинального	Предельная частота диапазона, *гц*: расширенного[1]	Пределы измерения	Основная погрешность[3], ±%	Напряжение питания, *в*			
4,0	—	—	От 2 *ом* до 0,5—5—50 *ком*; 500 *ком*	4	1,5; 6	Ш	210×120×75	1,3
4,0	50	5 000	—	—	—			
1,0	—	—	От 1 *ом* до 3—30—300 *ком*; 3 *Мом*	2,5	1,5; 6	П	265×185×135	4
1,5—2,5	1 500	5 000	—	—	—			
1,5	—	—	От 5 *ом* до 10—100 *ком* — 1 *Мом*; 10 *Мом*[4]	1,5	1,5; 18	П	205×110×80	1,3
2,5	500	1 000	От 0,005 до 10 *мкф*[4]	2,5	220 *в*, 50 *гц*			
			От —10 до +12 *дб*	2,5	—			
2,5	—	—	От 10 *ом* до 10—100 *ком*— 1 *Мом*; 10 *Мом*[4]	2,5	1,5; 18	П—Ш	205×110×80	1,3
4,0	2 000	5 000	От 500 *пф* до 0,1 *мкф*[4]	4	220 *в* 50 *гц*			
			От —10 до +12 *дб*	4	—			
1,0	—	—	От 2 *ом* до 3—30—300 *ком*; 3 *Мом*[4]	1	1,5; 18	П—Ш	205×110×80	1,4

Измеряемые величины		Ток		Напряжение	
Тип прибора	Род тока	Верхние пределы измерений, *ма*	Падение напряжения, *в*	Верхние пределы измерений, *в*	Потребляемый ток, *ма*
Ц56	~	1,5—6—15—60—150—600 *ма*—1,5—6 *а*	0,4—0,6	0,3—1,5—7,5—15—60—150—300—600	0,9—4,5
Ц57	—	0,15—3—15—60—300—1 500	0,3	0,075—3—7,5—15—30—150—300—600	0,05
	~	3—15—60—300—1 500	1	3—7,5—15—30—150—300—600	0,5
Ц315	—	1—2,5—10—25—100—250 *ма*; 1—5 *а*	0,5	2,5—10—25—100—250—500—1 000	1,0
	~	2,5—10—25—100—250 *ма*; 1—5 *а*	1,2	2,5—10—25—100—250—500—1000	2,5
Ц430	—	—	—	0,75—3—6—15—60—150—300—600	0,12
	~	—	—	3—6—15—60—150—300—600	0,12
АВО-5М1	—	0,06—0,3—3—30—120 *ма*—1,2—12 *а*	0,27	3—12—30—300—600 *в*—1,2—6 *кв*[7]	0,05
	~	3—30—120 *ма*; 1,2—12 *а*[6]	2; 0,08	3—12—30—300—600 *в*—1,2—6 *кв*[7]	0,5
ТТ-1	—	0,2—1—5—20—100—500	0,9	10—50—200—1 000	0,2
	~	—	—	10—50—200—1 000	0,4—1

Ток и напряжение			Сопротивление; емкость; уровень передачи			Система коммутации	Габариты[3], *мм*	Вес[3], *кг*
Класс точности	Предельная частота диапазона, *гц*		Пределы измерения	Основная погрешность[2], ± %	Напряжение питания, *в*			
	номинального	расширенного[1]						
1,5	60	1 000—10 000	—	—	—	П—Ш	205×110×80	1,4
1,5	—	—	От 5 *ом* до 3—30—300 *ком*; 3 *Мом*[4]	1,5	1,5; 18	П—Ш	205×110×80	1,3
2,5	200—2 000	500—5 000	От 500 *пф* до 0,3 *мкф*[4]	2,5	220 *в*, 50 *гц*			
			От —10 до +12 *дб*	2,5	—			
1,5	—	—	От 2 *ом* до 1—10 *ком*; 100 *ком*; 1 *Мом*[4]	1,5	1,5; 6; 40	П	210×130×90	1,6
2,5	1 000	—	—	—	—			
2,5	—	—	До 3—30—300 *ком*; 3 *Мом*[4]	2,5	1,5; 15	П	130×90×50	0,45
2,5	65	—	—	—	—			
4	—	—	От 3 *ом* до до 0,3—30 *ком*; 30 *Мом*[4]	2,5	1,5; 22	П—Ш	255×215×170	8
4,0	50	1 000	От —12 до +12 *дб*	1,5—4 *дб*	—			
2,5	—	—	До 2—20—200 *ком*; 2 *Мом*	4	1,5; 6	П—Ш	215×115×75	1,6
4,0	50	1 000	—	—	—			

Измеряемые величины		Ток		Напряжение	
Тип прибора	Род тока	Верхние пределы измерений, *ма*	Падение напряжения, *в*	Верхние пределы измерений, *в*	Потребляемый ток, *ма*
ТТ-2	—	0,3—3—30—300—750	0,9	7,5—30—75—150—300—900	0,4
	~	—	—	7,5—30—75—150—300—900	0,4
ВКГ-1 (ТТ-3)	—	0,1—0,3—3—30—300—3 000	0,4	0,1—1—3—10—30—100—300—1 000	0,1
	~	—	—	1—3—10—30—100—300—1 000	0,3
ТЛ-4	—	0,1—0,3—3—30—300—3 000	0,4	0,1—1—3—10—30—100—300—1 000	0,1
	~	—	—	1—3—10—30—100—300—1 000	0,3
ПР-5(М)	—	0,06—0,6—6—60—600	0,9	6—30—150—600	0,06
	—.	—	—	6—30—150—600	0,14
«Школьный»	—	0,5—5—50—500	0,9	10—50—200—500	0,2
	~	5—50—500	3,4	10—50—200—500	0,5
М493	—	3—15—30—60—300—3 000	0,3	3—30—150—300—600	3,5

Обозначения: П — коммутация переключателями; Ш — коммутация
[1] При частотной погрешности, равной классу точности прибора.
[2] В процентах длины рабочей шкалы.
[3] Без футляра.
[4] При питании от внешнего источника.
[5] С внешним шунтом.
[6] С внешним трансформатором тока.
[7] С внешним делителем напряжения.

Ток и напряжение			Сопротивление; емкость; уровень передачи			Система коммутации	Габариты[4], *мм*	Вес[3], *кг*
Класс точности	Предельная частота диапазона, *гц*		Пределы измерения	Основная погрешность[2], ± %	Напряжение питания, *в*			
	номинального	расширенного[1]						
2,5—4	—	—	До 2—20—200 *ком*; 2 *Мом*	4	1,5; 6	Ш	215×115×75	1,5
4,0	1 000	5 000	—	—	—			
1,5—2,5	—	—	От 1 *ом* до 2—20—200 *ком*; 2—20 *Мом*[4]	2,5	1,5; 30	П	135×110×65	1,0
2,5—4	1 000	10 000	—	—	—			
2,5—4	—	—	От 1 *ом* до 2—20—200 *ком*; 2—20 *Мом*[4]	2,5	1,5; 30	П	135×110×65	1,0
4,0	1 000	10 000	—	—	—			
2,5—4	—	—	До 0,5—5—50 *ком*; 500 *ком*[4]	2,5	1,5; 15	Ш	170×115×75	1,3
4,0	50	1 000	—	—	—			
2,5	—	—	До 2—20—200 *ком*; 2 *Мом*	4	1,5; 6	Ш	205×140×90	1,6
4,0	50	1 000	—	—	—			
2,5	—	—	От 0,1 до 10—100 *ком*	4	9	П	220×140×100	2

штепсельно-гнездовая; (—) — постоянный ток; (~) — переменный ток.

5. Электрические единицы измерений, применяемые в радиотехнике

Электрическая величина		Единица измерений						Соотношение между кратной или дольной единицей и основной
		Основная			Кратная или дольная			
Наименование	Обозначение	Наименование	Обозначение: русское	Обозначение: международное	Наименование	Обозначение: русское	Обозначение: международное	
Сопротивление	*R*, *r*	Ом	*ом*	Ω	Мегом Килоом	*Мом* *ком*	MΩ kΩ	1 *Мом* = 10^6 *ом* 1 *ком* = 10^3 *ом*
Ток	*I*, *i*	Ампер	*а*	A	Миллиампер Микроампер	*ма* *мка*	mA μA	1 *ма* = 10^{-3} *а* 1 *мка* = 10^{-6} *а*
Напряжение и э. д. с.	*U*, *u* *E*, *e*	Вольт	*в*	V	Киловольт Милливольт Микровольт	*кв* *мв* *мкв*	kV mV μV	1 *кв* = 10^3 *в* 1 *мв* = 10^{-3} *в* 1 *мкв* = 10^{-6} *в*
Мощность	*P*, *p*	Ватт	*вт*	W	Киловатт Милливатт	*квт* *мвт*	kW mW	1 *квт* = 10^3 *вт* 1 *мвт* = 10^{-3} *вт*
Емкость	*C*	Фарада	*ф*	F	Микрофарада Пикофарада	*мкф* *пф*	μF pF	1 *мкф* = 10^{-6} *ф* 1 *пф* = 10^{-12} *ф*
Индуктивность Взаимная индуктивность	*L* *M*	Генри	*гн*	H	Миллигенри Микрогенри	*мгн* *мкгн*	mH μH	1 *мгн* = 10^{-3} *гн* 1 *мкгн* = 10^{-6} *гн*
Частота	*f*, *F*	Герц	*гц*	Hz	Килогерц Мегагерц	*кгц* *Мгц*	kHz Mнz	1 *кгц* = 10^3 *гц* 1 *Мгц* = 10^6 *гц*
Длина волны	λ	Метр	*м*	m	Сантиметр	*см*	cm	1 *см* = 10^{-2} *м*
Сдвиг фаз	φ	Радиан	*рад*	rad	Градус	°	°	1° = π/180 *рад*

ЛИТЕРАТУРА

Анцелиович Е. С., Радиотехнические измерения, Госэнергоиздат, 1958.

Балашов В. П., Валитов Р. А. и др., Автоматизация радиоизмерений, изд-во «Советское радио», 1966.

Беннер Е., Электронные измерительные приборы, Машгиз, 1961.

Валитов Р. А., Радиотехнические измерения, изд-во «Советское радио», 1963.

Измерения в электронике (справочник), т. I и II, изд-во «Энергия», 1965.

Карандеев К. Б., Специальные методы электрических измерений, Госэнергоиздат, 1963.

Корндорф С. Ф., Бернштейн А. С., Ярославский М. И., Радиотехнические измерения, Госэнергоиздат, 1956.

Кривошеев М. И., Основы телевизионных измерений, изд-во «Связь», 1964.

Меерсон А. М., Радиоизмерительная техника, Госэнергоиздат, 1957.

Мирский Г. Я., Радиоэлектронные измерения, Госэнергоиздат, 1963.

Осипов К. Д., Пасынков В. В., Справочник по радиоизмерительным приборам, ч. 1 — 5, изд-во «Советское радио», 1959—1964.

Партридж Г., Электронные измерительные приборы, Госэнергоиздат, 1961.

Пашков А. Н., Корсаков В. П., Поверителю радиоизмерительных приборов, Воениздат, 1962.

Полулях К. С., Электронные измерительные приборы, изд. Харьковского университета, 1963.

Походзило П. В., Развитие основных методов и техники радиоизмерений, изд-во «Наукова думка», Киев, 1964.

Ремез Г. А., Радиоизмерения, изд-во «Связь», 1966.

Соболевский А. Г., Измерения в радиоаппаратуре, Воениздат, 1961.

Соркин И. М., Основы радиоизмерительной техники, Госэнергоиздат, 1962.

Терешин Г. М., Радиоизмерения, Госэнергоиздат, 1963.

Фрадин А. З., Рыжков Е. В., Измерение параметров антенн, Связьиздат, 1962.

Хлистунов В. Н., Основы цифровой электроизмерительной техники, изд-во «Энергия», 1966.

Шкурин Г. П., Справочник по электроизмерительным и радиоизмерительным приборам, Воениздат, 1960, 1964—1966.

Эстеркин М. С., Ремонт радиоизмерительной аппаратуры, изд-во «Энергия», 1965.

Андреев Ю. А., Волков Б. Г., Измерительная аппаратура на транзисторах, изд-во «Энергия», 1964.

Балашов М. И., Измерительные приборы радиолюбителя, изд-во «Энергия», 1965.

Леннартц Г., Таэгер В., Конструирование схем на транзисторах, изд-во «Энергия», 1964.

Полупроводниковые приборы в измерительной технике, изд-во «Энергия», 1964.

Сонин Е. К., Любительские измерительные приборы на транзисторах, Госэнергоиздат, 1961.

Цветков П. И., Переносные амперметры и вольтметры постоянного тока, Госэнергоиздат, 1963.

Ходеев И. К., Переносные амперметры, вольтметры и ваттметры переменного тока, изд-во «Энергия», 1964.

Грибанов Ю. И., Измерение слабых токов, зарядов и больших сопротивлений, Госэнергоиздат, 1962.

Грибанов Ю. И., Измерение напряжений в высокоомных цепях, Госэнергоиздат, 1961.

Векслер М. С., Электростатические приборы, изд-во «Энергия», 1964.

Червякова В. И., Термоэлектрические приборы, Госэнергоиздат, 1963.

Румянцев М. М., Любительский сигнал-генератор, Госэнергоиздат, 1963.

Городовский А. Ф., Мосты постоянного тока, изд-во «Энергия», 1964.

Нижний С. М., Мосты переменного тока, изд-во «Энергия», 1966.

Эпштейн С. Л., Измерение характеристик конденсаторов, изд-во «Энергия», 1965.

Морозов В. П., Радиолюбительские приборы для проверки транзисторов, изд-во ДОСААФ, 1965.

Ельяшкевич С. А., Настройка телевизора с помощью генератора качающейся частоты, изд-во «Энергия», 1964.

Новопольский В. А., Электронный осциллограф, Госэнергоиздат, 1962.

Соболевский А. Г., Электроннолучевой осциллограф, Госэнергоиздат, 1956.

Сонин В. К., Сонин Е. К., Приборы для визуальной настройки радиолюбительской аппаратуры, Госэнергоиздат, 1963.

Чех И., Осциллографы в измерительной технике, изд-во «Энергия», 1965.

Богданов И. В., Автоматическое измерение частоты, Воениздат, 1962.

Мирский Г. Я., Измерение временных интервалов, изд-во «Энергия», 1964.

Соболевский А. Г., Тестеры и авометры, Госэнергоиздат, 1963.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Раздел II

Измерительные генераторы

Раздел III

Измерение параметров радиодеталей

Раздел V

Универсальные и комбинированные измерительные приборы

1 р. 26 к.